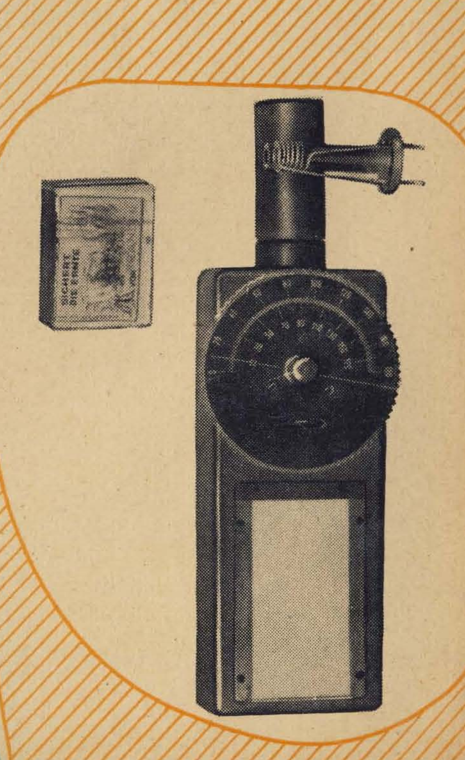
DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR

6



Klaus Häusler

Frequenz-messer

Der praktische Funkamateur · Band 6 · Frequenzmesser

Redaktionsschluß: 1. August 1959
Herausgegeben vom Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin

Gedruckt in der Deutschen Demokratischen Republik
Lizenz-Nr. 545/35/59
Druck: 5/I 1424

KLAUS HÄUSLER

Frequenzmesser



VERLAG SPORT UND TECHNIK

VORWORT

Diese Amateur-Bücherreihe erinnert mich an meinen ersten Kontakt mit der Funktechnik. Damals waren es kleine blaue Schaltbildkarten für wenige Pfennige und kleine Büchlein von Rolf Wigand, die es mir angetan hatten. Ich verschlang sie mit nicht zu beschreibender Begeisterung.

Wenn ich daran denke, um wieviel nützlicher diese Lektüre gegenüber der flachen Kriminal- oder Abenteuerliteratur ist, möchte ich hoffen und wünschen, daß all diese technischen Informationen und Anregungen vor allen Dingen bei der Jugend auf fruchtbaren Boden fallen. Gerade sie hat in unserer Gesellschaft für Sport und Technik ideale Möglichkeiten, die wir in unserer Jugend nicht einmal in den kühnsten Träumen zu ahnen wagten.

Das vorliegende Büchlein soll nichts Neues und Weltbewegendes bringen, sondern es soll zum Thema, das in dieser Broschüre behandelt wird, Erfahrungen und Unterlagen zusammentragen, die sonst nur mit einer umfangreichen Fachbibliothek und einer entsprechenden Berufserfahrung zu erlangen sind.

Schöneiche, im April 1959

Klaus Häusler

1. EINFÜHRUNG IN DIE FREQUENZMESSTECHNIK

1.1 Elektrische Schwingungen

Mit der Aufgabe, die Frequenz einer elektrischen Schwingung zu messen, kommt der Funkamateur sehr oft in Berührung. So sind für den Betrieb einer Amateurfunkstation nur sehr schmale Frequenzbänder im KW- und UKW-Bereich zugelassen. Der Amateur muß nun garantieren, daß seine Sendungen nur in diesem zugelassenen Bereich erfolgen. Er muß also die Frequenz messen können, auf der z. B. sein Sender arbeitet. Aber auch bei Empfangsgeräten will man sich orientieren, auf welcher Frequenz eine empfangene Station sendet.

Außer der Frequenz f wird oft auch die Wellenlänge einer elektrischen Schwingung gemessen. Frequenz f und Wellenlänge λ stehen in einem eindeutigen Zusammenhang zueinander

$$\lambda = \frac{c}{f}.$$

Mit c bezeichnet man die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer elektrischen Welle. Diese beträgt

im Vakuum	299 793 km/s;
in der Luft	299 687 km/s.

Für amateurmäßige Berechnungen kann man eine Ausbreitungsgeschwindigkeit von c = 300 000 km/s annehmen. Gebräuchliche Umrechnungsformeln sind

$$\lambda_{[m]} = \frac{300}{f_{[MHz]}} \qquad f_{[MHz]} = \frac{300}{\lambda_{[m]}}.$$

Einer Frequenz f = 7 MHz entspricht daher eine Wellenlänge von

$$\lambda_{[m]} = \frac{300}{7\ MHz} \approx 42{,}9\ m.$$

Einer Wellenlänge $\lambda = 14{,}3$ m entspricht dann eine Frequenz von

$$f_{[MHz]} = \frac{300}{14{,}3\ m} \approx 21\ MHz.$$

Unter dem Begriff „Frequenz" versteht man die Anzahl der Schwingungen je Sekunde. Die Einheit der Frequenz ist das Hertz (Hz). Davon abgeleitete Einheiten der Frequenz sind

1 Kilohertz = 1 kHz = 1000 Hz
1 Megahertz = 1 MHz = 1000 kHz = 1 000 000 Hz

An Stelle von „Schwingungen je s" sagt man oft auch „Perioden je s".

Bild 1 zeigt eine Periode einer Sinusschwingung. Sie entspricht praktisch der Frequenz 1 Hz. Wie dem Bild entnommen werden kann, enthält eine Wellenlänge zwei maximale Amplitudenwerte, eine maximale positive Amplitude und eine maximale negative Amplitude. Zeichnet man auf den gleichen Abstand 50 Perioden, so hat man das Bild einer Frequenz von 50 Hz, das ist bekanntlich die Frequenz des technischen Wechselstromes, den wir vom E-Werk beziehen. Könnten wir auf den gleichen Abstand 145 000 000 Schwingungen zeichnen, so wissen wir, es handelt sich um die Frequenz eines UKW-Senders, der auf dem 2-m-Amateurband arbeitet.

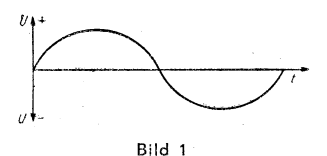


Bild 1

Elektrische Schwingungen höherer Frequenz werden in Schwingschaltungen mittels Elektronenröhren erzeugt. Frequenzbestimmend sind dabei Schwingkreise, die bei geeigneter Dimensionierung mit der Röhrenschaltung für eine bestimmte Frequenz die Selbsterregungsbedingung erfüllen. So ein Schwingkreis besteht aus der Parallel- oder Reihenschaltung einer Induktivität L, einer Kapazität C und einem

Widerstand R, der alle auftretenden Verluste zusammenfaßt.

Bild 2 zeigt die Schaltung eines Schwingkreises in Parallelschaltung. Diese Schaltungsart ist die häufigere. Der Verlustwiderstand R wurde als vernachlässigbar in Bild 2 nicht mit eingezeichnet.

Mit Hilfe der Thomsonschen Schwingungsformel kann die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises berechnet werden. Für die meist verwendeten Größen ergeben sich folgende Formeln

$$f_{[kHz]} = \frac{159\,200}{\sqrt{L_{[\mu H]} \cdot C_{[pF]}}} \qquad f_{[MHz]} = \frac{159{,}2}{\sqrt{L_{[\mu H]} \cdot C_{[pF]}}};$$

$$L_{[\mu H]} = \frac{253 \cdot 10^8}{f^2{}_{[kHz]} \cdot C_{[pF]}} \qquad L_{[\mu H]} = \frac{25\,300}{f^2{}_{[MHz]} \cdot C_{[pF]}};$$

$$C_{[pF]} = \frac{253 \cdot 10^8}{f^2{}_{[kHz]} \cdot L_{[\mu H]}} \qquad C_{[pF]} = \frac{25\,300}{f^2{}_{[MHz]} \cdot L_{[\mu H]}}.$$

Beispiele:

Die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises ist $f = 7$ MHz. Wie groß ist die Induktivität L, wenn der Kondensator einen Wert von $C = 50$ pF besitzt?

$$L_{[\mu H]} = \frac{25\,300}{7^2{}_{MHz} \cdot 50_{pF}} = \frac{2530}{49 \cdot 5} = \frac{2530}{245} \approx 10{,}3\ \mu H.$$

Welche Resonanzfrequenz f besitzt ein Schwingkreis mit den Werten $L = 2{,}9$ µH und $C = 20$ pF?

$$f_{[MHz]} = \frac{159{,}2}{\sqrt{2{,}9_{\mu H} \cdot 20_{pF}}} = \frac{159{,}2}{\sqrt{58}} = \frac{159{,}2}{7{,}61} \approx 21_{MHz}.$$

Die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises ist $f = 3{,}5$ MHz. Wie groß ist die Kapazität C, wenn die Spule eine Induktivität von $L = 30$ µH besitzt?

$$C_{[pF]} = \frac{25\,300}{3{,}5^2{}_{MHz} \cdot 30_{\mu H}} = \frac{2530}{12{,}25 \cdot 3} = \frac{2530}{36{,}75} \approx 71_{pF}.$$

Die stets in einem Schwingkreis auftretenden Verluste bewirken eine Dämpfung des Kreises. Üblich ist es, mit dem

Kehrwert der Dämpfung zu rechnen, der Güte Q. Dabei versteht man unter der Güte Q das Verhältnis des Blindwiderstandes zum Verlustwiderstand, also

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{r};$$

Q = Güte; r = Verlustwiderstand in Ohm; ω = Kreisfrequenz = $2\pi \cdot f$; f = Frequenz in Hz; L = Induktivität in Henry.

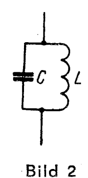


Bild 2

Aus dieser Formel ersehen wir, daß, je kleiner der Verlustwiderstand ist, die Güte um so besser ist. Bei großer Güte ist auch der Resonanzwiderstand R_0 entsprechend groß, den man aus folgender Formel erhält

$$R_o = \frac{L}{C \cdot r}$$

Je größer der Resonanzwiderstand eines Kreises wird, um so größer wird auch die an einem Schwingkreis meßbare Resonanzspannung. **Bild 3** zeigt die Verhältnisse bei einem Schwingkreis, wo einmal die Güte infolge Belastung klein

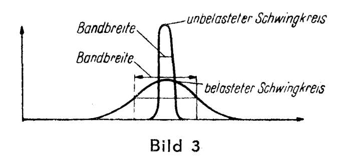


Bild 3

ist und einmal ohne Belastung groß. Bei großer Güte entnehmen wir dem Bild eine kleine Bandbreite, es ergibt sich

z. B. bei einem Absorptionsfrequenzmesser eine schmale, gut ablesbare Anzeige. Im anderen Fall ist das Ablesen der Anzeige infolge der großen Bandbreite schwieriger. Man kann schlecht ein Maximum erkennen.

Da ein Frequenzmesser in einem größeren Frequenzbereich arbeiten soll, muß der Schwingkreis abstimmbar ausgeführt werden. Dazu verwendet man einen Drehkondensator, mit dem bei parallelgeschalteter Spule ein bestimmter Frequenzbereich abgestimmt werden kann. Größere Frequenzbereiche werden unterteilt, wobei für die einzelnen Bereiche Spulen umgeschaltet werden.

Bei einer Abstimmung eines Schwingkreises ändert sich dessen Resonanzwiderstand R_0, wie es **Bild 4** zeigt. Betrachten wir dazu noch einmal die Formel für den Resonanzwiderstand, so ist zu erkennen, daß bei größeren Kapazitäten der Resonanzwiderstand kleiner wird. Der Verkleinerung der Kapazität C eines Schwingkreises sind jedoch Grenzen gesetzt. Ist das Parallel-C zu klein in einem Schwingkreis, dann bewirken bereits kleine C-Änderungen große Frequenzänderungen. Ein stabiles Arbeiten wäre nicht möglich.

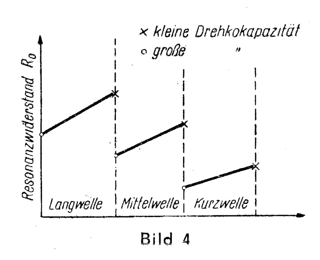


Bild 4

Für die Konstruktion von Frequenzmessern ist es noch wichtig zu wissen, welche Frequenzänderungen bei bestimmten Kapazitätsänderungen auftreten. Treten nur kleine prozentuale Änderungen der Induktivität L oder Kapazität C in einem Schwingkreis auf, so ändert sich dessen Resonanz-

frequenz in entgegengesetzter Richtung halb so stark. Folgende Formel zeigt diesen Zusammenhang

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2}\frac{\Delta L}{L} \text{ bzw. } -\frac{1}{2}\frac{\Delta C}{C}.$$

Ändert sich also die Induktivität L oder die Kapazität C um +10 %, so ändert sich in diesem Schwingkreis die Resonanzfrequenz um – 5 %. Bei größeren Änderungen der Frequenz (> 10 %) oder der Schwingkreiselemente (> 20 %) lautet die Formel wie folgt

$$\frac{C_e}{C_a} = \left(\frac{f_o}{f_u}\right)^2;$$

C_e = Drehko-Endkapazität, C_a = Drehko-Anfangskapazität, f_o = obere Frequenzgrenze, f_u = untere Frequenzgrenze.

Maßgebend für die Größe des von einem Drehkondensator erfaßten Frequenzbereiches ist also das Verhältnis der Endkapazität C_e zu der Anfangskapazität C_a des Drehkondensators, die Kapazitätsvariation. Die Frequenzvariation, also das Verhältnis der größten zur kleinsten Frequenz, ist gleich der Wurzel aus der Kapazitätsvariation. Soll also ein Frequenzbereich im Verhältnis 1 : 3 abgestimmt werden, so muß der dazu notwendige Drehkondensator eine Kapazitätsvariation von 1 : 9 besitzen.

Beispiel:

Ein Absorptionsfrequenzmesser soll den Bereich von 3 bis 6 MHz erfassen. Der vorhandene Drehkondensator besitzt eine Anfangskapazität von C_a = 50 pF. Welche Endkapazität C_e wird benötigt?

$$C_e = C_a \cdot \left(\frac{f_o}{f_u}\right)^2 = 50\,\text{pF}\left(\frac{6\,\text{MHz}}{3\,\text{MHz}}\right)^2$$

$$C_e = 50\,\text{pF}\,(2)^2 = 50\,\text{pF} \cdot 4 = 200\,\text{pF}.$$

In diese Berechnung müssen natürlich alle kapazitiven Einflüsse, wie Schaltkapazität, Röhrenkapazität usw., mit einbezogen werden.

1.2 Genauigkeit von Frequenzmessern

Zu jeder konstruktiven Tätigkeit benötigt man Maßeinheiten und Vergleichsindikatoren, von deren Genauigkeit die Präzision einer gewünschten Konstruktion bestimmt wird. In der Frequenzmeßtechnik des Funkamateurs müssen zur genauen Bestimmung der Frequenz Meßmittel vorhanden sein, die ein Arbeiten hart an den Bandgrenzen ermöglichen. Von der Deutschen Post wird zum Betreiben einer Sendestation mindestens ein Absorptionsfrequenzmesser gefordert. Inwieweit dieser ein Arbeiten auf den Amateurbändern garantiert, beschreibt das Handbuch „Amateurfunk" des Verlages „Sport und Technik" in Abschnitt 7.1. Dort heißt es:

„Jede Amateurfunkstation muß daher einen Frequenzmesser besitzen, um jederzeit die Frequenz des ausgestrahlten HF-Trägers messen zu können. Dabei muß der Frequenzmesser natürlich bestimmten Anforderungen bezüglich der Genauigkeit genügen. Mißt man mit dem Frequenzmesser eine Frequenz z. B. von 3520 kHz und bekommt eine Meldung von der Frequenzüberwachung der Deutschen Post, weil man seinen HF-Träger auf 3485 kHz stehen hatte, so ist man vielleicht verwundert. Wenn man aber dann feststellt, daß der verwendete Freqenzmesser nur eine Genauigkeit von 1 % besitzt, so ist das Verschulden durchaus erklärbar. Bei 3500 kHz ergibt sich bei einer Genauigkeit von 1 % für die Messung ein Spielraum von ± 35 kHz. Für die einzelnen Amateurbänder ergeben sich bei den Genauigkeiten von 1 % bzw. 0,2 % folgende Abweichungen der Frequenzanzeige:

3,5-MHz-Band:	+ 35 bis — 35 kHz	bzw.	+ 7 bis — 7 kHz
7-MHz-Band:	+ 70 bis — 70 kHz	bzw.	+14 bis —14 kHz
14-MHz-Band:	+140 bis —140 kHz	bzw.	+28 bis —28 kHz
21-MHz-Band:	+210 bis —210 kHz	bzw.	+42 bis —42 kHz
28-MHz-Band:	+280 bis —280 kHz	bzw.	+56 bis —56 kHz

Damit keine Frequenzbandüberschreitungen auftreten, muß man entsprechend der Genauigkeit des Frequenzmessers die Abweichungen der Frequenzanzeige berücksichtigen. Damit

schrumpfen die zur Zeit gültigen Amateurbänder wie folgt zusammen:

Band	Genauigkeit 1%	Genauigkeit 0,2%
3500— 3800 kHz	3535— 3765 kHz	3507— 3793 kHz
7000— 7100 kHz	nicht benutzbar	7014— 7086 kHz
14000—14350 kHz	14140—14210 kHz	14028—14322 kHz
21000—21450 kHz	21210—21240 kHz	21042—21408 kHz
28000—29700 kHz	28280—29420 kHz	28056—29644 kHz

Die Schrumpfung des Bandes nach Bandmitte hin ist auch ein Grund dafür, daß in Bandmitte die Häufigkeit von Stationen am größten ist. Man geht damit einem Konflikt mit den Frequenzüberwachungsstellen aus dem Wege, aber das Amateurband wird nur zu einem Teil ausgenutzt. Bei einer Genauigkeit des Frequenzmessers von 1 % kann z. B. das 40-m-Band gar nicht benutzt werden, da die absolute Abweichung (140 kHz) größer als das zur Verfügung stehende Amateurband (100 kHz) ist. Das 15-m-Band (450 kHz breit) schrumpft bei dieser Genauigkeit auf ganze 30 kHz zusammen. Da der DX-Verkehr vorwiegend an den Bandgrenzen durchgeführt wird (zum Teil sind hierfür stillschweigend die ersten 20 bis 50 kHz reserviert), kann man nur als Besitzer eines sehr genauen Frequenzmessers daran teilnehmen. Denn die Entschuldigung, man habe sich auf die Frequenz der Gegenstation eingepfiffen, läßt die Deutsche Post nicht gelten. Außerdem liegen die Bandgrenzen der Amateurbänder in den einzelnen Weltregionen verschieden. Es wird sich nun die Frage ergeben, welche Genauigkeiten lassen sich mit welchen Frequenzmessern erzielen. Ein sehr ordentlich aufgebauter Absorptionsfrequenzmesser besitzt eine Genauigkeit von etwa 0,2 bis 1 %. Eine Genauigkeit von etwa 0,1 bis 0,2 % läßt sich nur mit einem Röhrenfrequenzmesser (Schwebungsfrequenzmesser) erreichen. Soll eine noch bessere Genauigkeit erzielt werden (0,02 %), so muß man bei dem Röhrenfrequenzmesser noch einiges zusätzlich tun, z. B. Spannungsstabilisierung, eingebrannte Röhre, gealterte Spule, Präzisionsantrieb des Drehkondensators usw. Mit einer Genauigkeit des Frequenzmessers von etwa 0,02 % kann man dann beruhigt an die Bandgrenzen herangehen

und am DX-Verkehr teilnehmen." Soweit das Handbuch „Amateurfunk".

Der früher geläufige Begriff „Wellenlänge" ist wegen seiner unbequemen Rechenoperationen im Zusammenhang mit anderen elektronischen Begriffen dem Begriff „Frequenz" gewichen. Die Grundlage für diese Messungen stellen, ebenso wie bei allen anderen Meßmethoden, Normale dar. Im einfachsten Fall kann so ein Frequenznormal ein Schwingkreis sein, es fragt sich nur, ob die geforderte Genauigkeit und Frequenzkonstanz vorliegen. Die Genauigkeit definiert man daher in:

„absolute Genauigkeit" und „relative Genauigkeit".

Eine absolute Genauigkeit gibt es, wörtlich genommen, nicht. Der absoluten Genauigkeit liegt der Fehler des Frequenznormales des Amtes für Maße und Gewichte zugrunde. Es handelt sich hierbei um eine Quarzuhr mit einer Genauigkeit von besser als 10^{-8}. Eine Frequenz von 100 MHz unterläge also bei dieser Quarzuhr bestenfalls einem Fehler von 1 Hz. Zur absoluten Genauigkeit zählen noch folgende Fehler des Frequenzvergleiches untergeordneter Frequenznormale, wo die Quarzuhr nicht direkt zur Verfügung steht:

a) Einstellgenauigkeit durch Schwebungsdifferenz nach dem Gehör ungefähr 30 Hz;
b) Ablesegenauigkeit (eine Frage der Skalenkonstruktion, bei Noniusablesung $^1/_{10}$ Grad pro Skalenteil);
c) konstruktive Toleranzen (Parallaxen, toter Gang);
d) Temperaturfehler;
e) Ablesefehler und Übertragungsfehler über Eichkurve.

Die relative Genauigkeit bezieht sich auf Frequenzdifferenzen, Frequenzabstände, Modulationsbreiten und ist im allgemeinen für den Amateur von untergeordneter Bedeutung. Trotzdem sind die Fehlermöglichkeiten erschreckend zahlreich und dürfen im Amateurbetrieb in ihrer Addition nicht so groß werden, daß sie die Genauigkeit von 10^{-4}, also 0,01 % überschreiten.

Bei der Frequenzmessung unterscheidet man zwischen Resonanzfrequenz- und Interferenz-Frequenzmessung.

2. DER ABSORPTIONSFREQUENZMESSER

Der Absorptionsfrequenzmesser ist ein vielverwendeter, wenn auch nicht sehr genauer Frequenzmesser. Er gehört zu der Gruppe der passiven Frequenzmesser, d. h., er erzeugt keine Schwingungen selbst. Vielmehr entzieht er einem schwingenden Kreis Energie, die zur Anzeige ausgenutzt werden kann. Der Absorptionsfrequenzmesser besteht im wesentlichen aus einem Parallelschwingkreis, dem Anzeigeteil und evtl. einer Ankopplungsspule. Mit dem Absorptionsfrequenzmesser läßt sich eine Genauigkeit von etwa 0,5 bis 1 % erreichen.

2.1 Einfache Absorptionsfrequenzmesser

Der einfachste Absorptionsfrequenzmesser ist ein einfacher Parallelschwingkreis, bestehend aus dem Drehkondensator und je nach Bereich auswechselbaren Spulen. Die Anzeige des Resonanzpunktes erfolgt durch das Meßobjekt selbst.

Bei der Messung an einem 0-V-1 wird bei diesem durch die Rückkopplung das Audion zum Schwingen gebracht. Bei Annäherung der Frequenzmesserspule an die Audionspule wird diesem an der Resonanzstelle so viel Energie entzogen, daß die Rückkopplung mit einem Knacken aussetzt. Man entfernt nun die Spule so weit, daß nur eine Tonhöhenänderung des Rückkopplungspfeifens auftritt, damit ist gewährleistet, daß durch keine zu feste Kopplung eine Meßwertverfälschung auftritt.

Bei Messungen an Sendern geht man so vor, daß man die Frequenzmesserspule dem zu messenden Schwingkreis des Senders nähert. Wird diesem bei Resonanz Energie durch den Absorptionsfrequenzmesserkreis entzogen, so bemerkt man das an einer Ausschlagsänderung der Anoden- oder Gitterstrominstrumente.

Die Anzeige des Resonanzzustandes kann auch vom Absorptionsfrequenzmesser erfolgen. Dazu muß er eine Anzeigevorrichtung (Indikator) mit Glühbirne, Glimmlampe oder Meßinstrument enthalten. **Bild 5** zeigt zwei derartige Schaltungen, die zur Anzeige kleine Glühbirnen (2 V 70 mA) verwenden. Während die Schaltung nach Bild 5 a nur aus Schwingkreis und Anzeigeteil besteht, enthält die Schaltung nach Bild 5 b noch zusätzlich eine Ankopplungsspule.

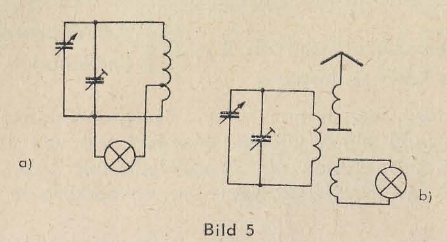


Bild 5

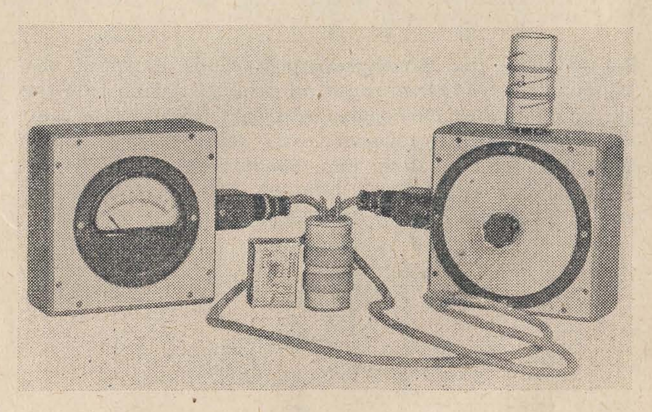


Bild 6

Bild 6 zeigt die Ausführung eines Absorptionsfrequenzmessers mit Meßinstrument-Anzeige.

Diese Glühbirne hat einen inneren Widerstand von Ri ∾ 30 Ohm, unser Resonanzkreis aber beispielsweise

einen Resonanzwiderstand von ungefähr 60 kOhm. Wenn wir unsere Glühbirne parallel zum Kreis schalten, würden wir uns diesen Resonanzwiderstand auf kleiner als 30 Ohm bedämpfen (siehe Bild 3).

Wir müssen also unsere Spule anzapfen (Bild 5 a) oder über eine Koppelspule ankoppeln (Bild 5 b). Das Übersetzungsverhältnis Schwingkreis zu Koppelspule entspricht dem Windungsverhältnis eines Transformators. Also

$$\text{Übersetzungsverhältnis } ü = \sqrt{\frac{Z\ (\text{Schwingkreis})}{Z\ (\text{Indikator})}}$$

Z = Scheinwiderstand.

Angenommen, wir haben einen Resonanzwiderstand von 60 kOhm und einen Glühbirnenwiderstand von 30 Ohm, so ergibt sich daraus ein Anzapfverhältnis bzw. Wickelverhältnis der Schwingkreisspule zur Ankoppelspule wie:

$$ü = \sqrt{\frac{6 \cdot 10^4}{30}} = \sqrt{\frac{6 \cdot 10^3}{3}} = \sqrt{2 \cdot 10^3} = \underline{\underline{44{,}7.}}$$

Bei 45 Wdg. der Schwingkreisspule würde demnach eine Windung als Glühbirnenkopplung genügen. Wenn man sich ein empfindliches Drehspuleninstrument leistet, kann man mit einem Absorptionswellenmesser schon mehr erreichen **(Bild 7)**. Jetzt ist auch die Genauigkeit schon besser, 1–0,2 %. Das ergibt bei 3 MHz für 1 % einen Meßfehler von $\Delta f = 30$ kHz und für 0,2 % einen von $\Delta f = 6$ kHz.

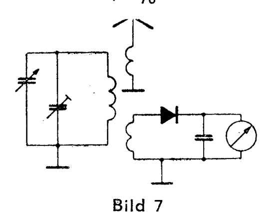


Bild 7

Diese Meßinstrumente müssen in ihrem Meßbereich in der Größenordnung kleiner als 100 µA sein. Der innere Widerstand dieser Instrumente liegt ungefähr bei 5000 bis 30 000 Ohm. Die Belastung des Kreises wird dann auch nicht

so groß wie bei einer Glühbirne als Indikator. Man muß dann aber die messende Hochfrequenz erst gleichrichten. Zur Gleichrichtung verwendet man im allgemeinen Sirutoren oder Germanium-Dioden, die dann in Reihe zum Instrument liegen und mit ihrem inneren Widerstand zum R_i des Instrumentes hinzuaddiert werden müsssen. Angenommen, man hat ein 25-μA-Instrument. Ein solches Instrument hat mit dem vorgeschalteten Gleichrichterventil einen inneren Widerstand R_i von ungefähr 30 000 Ohm.

Beim Anpassen dieser 3 kOhm an unseren Absorptionskreis liegt man jetzt bedeutend näher am Resonanzwiderstand des Schwingkreises. Das Übersetzungsverhältnis ist jetzt

$$ü = \sqrt{\frac{6 \cdot 10^4}{3 \cdot 10^4}} = \sqrt{\frac{60}{3}} = \sqrt{2} = \underline{\underline{1{,}414.}}$$

Die 45 Windungen der Schwingkreisspule werden jetzt mit 10 Windungen statt mit einer Windung ausgekoppelt. Die Leistung, die der Glühbirnenindikator aufnimmt, beträgt:

$$N = U \cdot I = 2\,V \cdot 0{,}07\,A = 140\,mW.$$

Die Leistung, die der Drehspulenindikator aufnimmt, beträgt:

$$N = U \cdot I = 0{,}75\,V \cdot 0{,}000025\,A = \sim 0{,}02\,mW.$$

Die Kreisbelastung ist mit Glühbirne in diesem Falle 100mal so groß wie bei einem Instrumentenindikator. Die Dämpfung des Absorptionskreises mit Instrument beträgt dann 1 % von dem der Glühbirnenbelastung. Man könnte zur Gleichrichtung der Schwingkreisspannung auch eine Röhrendiode nehmen. Der hierfür erforderliche Aufwand an Heizleistung läßt aber schon günstigere Meßschaltungen zu, z. B. eine gittergesteuerte Elektronenröhre oder einen Transistor. Ein Baubeispiel mit getrenntem Anzeigeteil zeigt Bild 7.

2.2 Absorptionsfrequenzmesser mit Röhren

Bild 8 zeigt eine Schaltung für einen empfindlichen Absorptionsfrequenzmesser, der ein einfaches Röhrenvoltmeter zur Anzeige benutzt. Die vom Schwingkreis absorbierte HF-Energie

wird wie beim Audion an der Gitterkatodenstrecke gleichgerichtet. Die dabei entstehende Gleichspannung bringt das in Brückenschaltung aufgebaute Röhrenvoltmeter aus dem Brückengleichgewicht. Im Brückennullzweig liegt das Mikroamperemeter 250 μA, das den Nullstrom anzeigt. Vor der Messung kann das Brückengleichgewicht mit dem 5-kOhm-Potentiometer eingestellt werden.

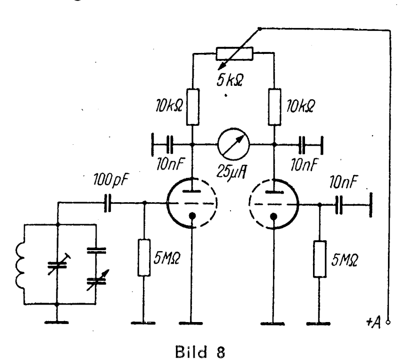


Bild 8

2.3 Absorptionsfrequenzmesser mit Transistoren

Mit Transistoren läßt sich die Empfindlichkeit und Meßgenauigkeit weitestgehend verbessern **(Bild 9)**. Der Nachteil des Absorptionswellenmessers, die relativ hohe Leistungs-

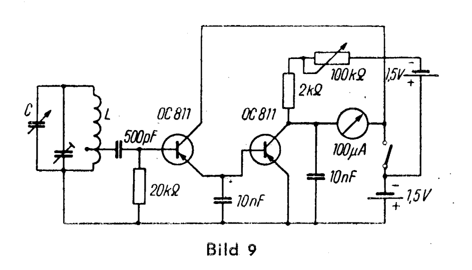


Bild 9

aufnahme des Indikators, kann durch Nachschalten von Transistoren auf ein Bruchteil verringert werden. Als Tran-

sistoren können zwei Stück OC 811 vom VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik Teltow verwendet werden. Der erste Transistor wirkt wie eine Diode als Demodulator. HF-Spannungen, die an den Transistor gelangen, verursachen ein Ansteigen des Emitterstromes. Dieser Strom fließt über die Strecke Basis–Emitter des zweiten Transistors und steuert diesen aus. Der zweite Transistor hat die Funktion eines Röhrenvoltmeters. In seinem Kollektorkreis liegt in einer Brückenschaltung ein empfindliches Mikroamperemeter. Der Kollektorruhestrom wird über eine Taschenlampenzelle und ein Potentiometer von 100 kOhm kompensiert. Da die Einstellung temperaturabhängig ist, muß vor jeder Messung der Nullpunkt neu eingestellt werden. Die Anzapfung am Schwingkreis für die Auskopplung des ersten Transistors liegt bei $^1/_{10}$ bis $^1/_{30}$ vom kalten Spulenende entfernt. Die Dämpfung des Kreises ist daher äußerst gering, 300 kOhm bis 1 MOhm. Der Stromverbrauch des Absorptionsfrequenzmessers mit Transistoren liegt etwa bei 1 mA.

2.4 UKW-Absorptionsfrequenzmesser

Im Ultrakurzwellen- und Dezimeterwellen-Gebiet bekommen die Resonanzkreise ein anderes Aussehen. Während im Kurzwellenbereich noch Kondensatoren von 100 pF mit mehreren Windungen einer Spule zu einem Schwingkreis zusammengeschaltet werden, schrumpft bei einem Schwingkreis von 2 m Wellenlänge, also 150 MHz, die Spule, selbst wenn die Kapazität noch 5 pF groß ist, zu einer Windung von

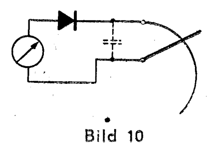


Bild 10

wenigen Millimetern zusammen. Man verlegt daher die Abstimmung des Kreises auf die Veränderung der wirksamen Länge der Spule. Ein Schleifer greift die gewünschte Induktivität ab. Bei diesen ultrakurzen Wellen stellen Schalt- und

Diodenkapazität die einzige Schwingkreiskapazität für einen Wellenmesser dar **(Bild 10)**.

Man geht bei noch höheren Frequenzen (> 150 MHz) von der üblichen Spulen-Kondensator-Konstruktion ab und verwendet Paralleldrahtleitungen **(Bild 11)**. Diese Lecherleitungen stellen mit ihrer parallelen Leitungsführung den kapazitiven Anteil und mit der Leitungslänge den induktiven Anteil des Schwingkreises dar.

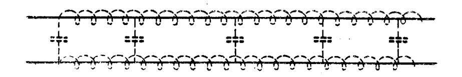


Bild 11

Die Länge der Leitung braucht nicht mit der ihr zugeführten Frequenz identisch zu sein. Es reihen sich dann mehrere Resonanzpunkte aneinander und bilden Spannungsbäuche und Stromknoten auf der Leitung. Diese kann man mit Spannungs- oder Stromindikatoren erfassen. Alle $\lambda/2$ kehren die Strom- und Spannungszustände wieder und stehen $\lambda/4$ zueinander **(Bild 12)**. Man kann also mit einem Metermaß die Wellenlänge messen.

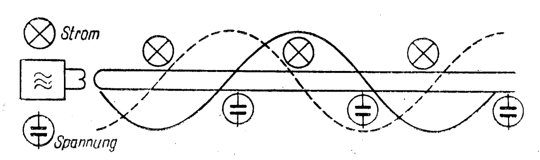


Bild 12

Für die Funktion der stehenden Wellen ist eine genaue, parallele Drahtführung notwendig. Es sind dazu hochfrequent isolierende Materialien erforderlich, die es aber praktisch nicht gibt. Jeder „Isolator" hat mit seinem Dielektrikum einen kapazitiven Anteil, der dann elektrisch auf die Leitung eingeht.

Das führt zu einer Verkürzung der Leitung. Ein Abstand von 50 cm Spannungsbauch zu Spannungsbauch ist dann aber nicht mehr mit der Wellenlänge von 1 m identisch. Man spricht dann von einer elektrischen Länge. Die Differenz zwischen geometrischer und elektrischer Länge nennt man den Verkürzungsfaktor. Seine Größe ist von dem Dielektrikum abhängig. Wir finden diese Paralleldrahtleitung in unserem UKW-Bandkabel und in unserem Koaxkabel wieder **(Bild 13)**.

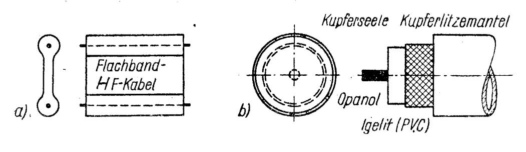


Bild 13

Gerade die Paralleldrahtleitung ist für den Amateur eine willkommene Gelegenheit, einfach und bei präziser Ausführung genaue Frequenzmessungen auf dem UKW- und Dezimetergebiet durchzuführen. Dazu spannt man sich mehrere Wellenlängen lang zwei parallele Kupferdrähte 1 mm ∅ mit 30 mm Abstand **(Bild 14)**. Als Isolation verwendet man Antennenisolierеier oder sonstiges gutes dielektrisches Material (Styroflex, Trolitul). Die daraus entstehende Verkürzung der Leitung ist für den Amateur ohne Bedeutung.

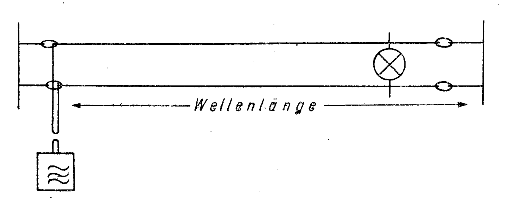


Bild 14

An der einen Seite speist man mit einer Koppelschleife den zu messenden Generator möglichst lose ein. Eine Glühlampe mit Fassung mit geringer Leistunasaufnahme (2 V. 70 mA)

wird mit einer Brücke versehen. Diese Brücke wird dann über die Paralleldrahtleitung geschoben. Jedes Resonanzstrommaximum wird durch ein Lichtmaximum der Glühbirne angezeigt. Von Maximum zu Maximum ist der Abstand $\lambda/2$. Zur besseren Genauigkeit werden mehrere $\lambda/2$-Längen verglichen und interpoliert. Es ist einzusehen, daß nur ganz kurze Wellen diese Messungen zulassen. Eine bessere Methode, um die Genauigkeiten von 0,3 bis 0,5 % zu erreichen, ist mit einem µA-Meter, einer Ge-Diode und einer Kurzschlußbrücke gegeben **(Bild 15)**.

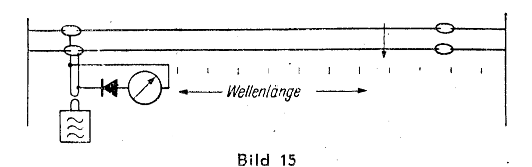


Bild 15

Zu dieser Messung gehört schon etwas Aufmerksamkeit, da die auftretenden Resonanzstellen ziemlich schmal sind und leicht übersehen werden können. Sie sind als Anzeigeminima am Mikroamperemeter zu erkennen.

Eine schiefe Führung der Kurzschlußbrücke kann schon die Genauigkeit verfälschen **(Bild 16)**. Man kann den Kurzschlußschieber mit einem Zeiger versehen, der unter der Lecherleitung über ein Zentimetermaß gleitet. Bei Verwendung eines Nonius kann die Ablesegenauigkeit bis auf $^{1}/_{10}$ Millimeter getrieben werden.

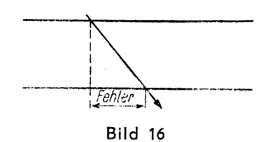


Bild 16

Symmetrische Lecherleitungen haben den Nachteil, daß sie auf unsymmetrische Einflüsse reagieren und das Stehwellenverhältnis darunter leidet. Unter Stehwellenverhältnis versteht man das Verhältnis der durch die Leitung transportierten zu der in der Leitung reflektierten und von der

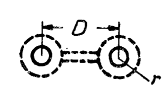
Tafel 1

Material		Material	
Trolitul	2,4	Bakelite	2,9
Styroflex	2,4	Hartgewebe	5,8
Oppanol	2,2 bis 2,6	Hartpapier	5,4
Igelit PVC	3,3	Mipolam	3,4
Plexiglas	3,5	Glas	5 bis 10
Buna S	3,7	Frequenta	5
Zelluloid	3,5	Porzellan	5
Trolit	5,5	Lupolen	2,3
Hartgummi	3		

Flachbandleitung

$$Z\Omega = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \ln \frac{D}{r}$$

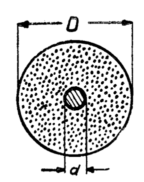
$$\varepsilon = 4 \ln \cdot \frac{D}{r} \cdot C$$



ln = nat. Logarithmus
D und r in cm
ε = Dielektrizitätskonstante
C = pF pro cm

Koaxialkabel

$$Z\Omega = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \ln \frac{D}{e}$$



ln = nat. Logarithmus
D und d in cm
ε = Dielektrizitätskonstante der Füllmasse

Tafel 2

Kabel bzw. Leitung	Wellenwiderstand Z	Füllmasse
Koaxialkabel 70 Type früher 1000 i Type jetzt 2003.1	70 Ω ± 5 %	Polyisobutylen (Oppanol)
Koaxialkabel 150 Type früher 418 a Type jetzt 8016.1	146 Ω ± 5 %	Polystyrol bzw. Trolitulperlen
Antennenleitung Type früher Ltg. 53 Type jetzt 601.1	etwa 117 Ω	gerippter Gummischlauch
HF-Bandleitung Type 352.0	240 Ω ± 5 %	Polyäthylen (Lupolen H)
HF-Bandleitung Type 353.0	240 Ω ± 5 %	Polyäthylen (Lupolen H)
HF-Bandleitung Type 892.0	etwa 260 Ω	Polyvinylchlorid (PVC) (Igelit)
HF-Anpaßleitung Type 8011.0	etwa 95 Ω	PVC-Mischung
HF-Anpaßleitung Type 8012.0	etwa 180 Ω	Gummi-Mischung

Dämpfung, Neper/km	Abmessungen D bzw. d in mm	Verkürzungsfaktor V	Kapazität pF/m	Anmerkung
10–100–150–200 MHz 2,8–10–12–15 N/km	d = 1,2 Cu D = 6,7	0,66	72	Krümmungsradius 7,5 cm
0,1–1–10–100 MHz 0,56–1,1–3,1–10 N/km	d = 0,4 Cu D = etwa 6,1	0,84	25,5	Krümmungsradius 6 cm
1–5 MHz 3,5–6 N/km	d = 0,3 Cu verzinnt und gewellt D = etwa 6,5	0,77	42	abgeschirmtes Rundfunkkabel
100 MHz 5,5 N/km	d = 2 · 0,9 D = 4,9	0,8	20	Farbe: rosa stumpf
100 MHz 8 N/km	d = 2 · 0,55 D = 3,1	0,84	17,5	Farbe: rosa stumpf
nicht angegeben	d = 2 · 0,9 D = 8,5	0,93	18	Farbe: rosa glänzend
100 MHz 23 N/km	d = 2 · 0,82 D = 1,8	0,715	51	Transformation von 35 auf 240 bis 280
100 MHz 17 N/km	d = 2 · 0,55 D = 3,6	0,685	28	

Leitung abgestrahlten Leistung. Um ein reflexionsfreies Arbeiten zu ermöglichen, müssen Lecherleitungen mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen sein **(Bild 17)**. Wenn die Quelle oder der Verbraucher nicht diesem Abschluß-widerstand entspricht, muß der Abschluß durch zusätzliche elektrische Mittel erreicht werden. Schlechte Stehwellen-verhältnisse verwischen die Resonanzminima und -maxima.

Die Leitung hat Antennenwirkung und strahlt. Deshalb verwendet man als hochfrequente Energieleitung bevorzugt koaxiale Paralleldrahtleitungen, bei denen der parallele Zusammenhang durch ein Rohr mit einer genau konzentrischen Rohrseele gegeben ist.

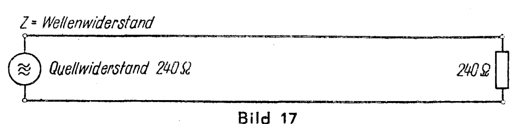


Bild 17

Das Rohr besteht in den meisten Fällen nur aus einem Kupferlitzegeflecht und wird durch Calitperlen oder Oppanol (Kunststoff mit gutem Dielektrikum) auf die obengenannten physikalischen Forderungen gebracht. Die physikalischen Gesetzmäßigkeiten sind die gleichen wie bei der Paralleldrahtleitung. Der Vorteil des Koaxkabels ist die Identität des Rohres (Schirmgeflecht) mit Masse. Der resonante Zustand herrscht zwischen Rohrinnenwand und Seele. Die Außenwand ist davon nur dann betroffen, wenn ein schlechtes Stehwellenverhältnis vorhanden ist. Ist eine Lecherleitung auf beiden Seiten mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen, dann ist sie nicht mehr resonant. Man nennt eine solche Leitung in der Fachsprache „eine hochfrequent kalte Leitung".

2.5 Frequenzmessung im Dezimeterbereich

Der Rohrkreis hat in der koaxialen Paralleldrahtleitung seinen Ursprung und wird ebenso wie die symmetrische Paralleldrahtleitung als Schwingkreis verwendet.
Ein Rohrkreis besteht aus einem Rohr mit Boden und einem konzentrischen Stempel **(Bild 18)**. An der offenen Seite des Rohres liegt die spannungsresonante Seite und am Rohr-

boden die stromresonante Seite. Auf der λ/4-Länge des Rohres verläuft das Spannungspotential und somit die Widerstandstransformation, d. h., das Rohr muß zur Anpassung an eine Diode an dem Widerstandspunkt angebohrt

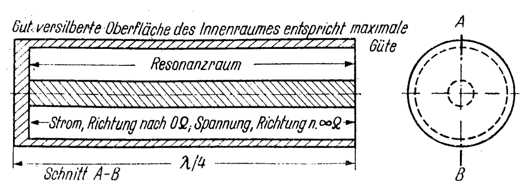


Bild 18

werden, der dem Scheinwiderstand der Diode nebst Instrument entspricht **(Bild 19)**. Diese Kreise haben große Güten, falsche Anpassung führt zur Verkleinerung des Resonanzwiderstandes. Der resonante Zustand herrscht im Innern des Rohres. Eine benachbarte Montage stört die physikalischen Zusammenhänge nicht. Eine Frequenzänderung im Rohrkreis erreicht man durch eine Dachkapazität, die sich dem Stempel nähert.

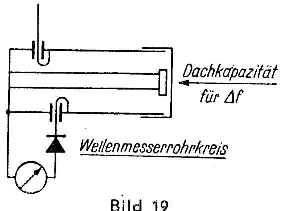


Bild 19

Die λ/4-Forderung der Rohrkreise kann zu unhandlichen Rohrlängen führen. Ein bequemeres Resonanzgebilde ist der Topfkreis. Er ist ein in sich verschachtelter Rohrkreis und unterliegt den gleichen Voraussetzungen wie der Rohrkreis. Auf Grund seiner handlichen Formen wird er in kommerziellen Geräten bevorzugt.
Die Paralleldrahtleitungen, Rohrkreise oder Topfkreise lassen sich für das Dezimeterwellengebiet als Schwingkreis für Absorptionswellenmesser, Sender und Empfänger verwenden.

3. DER SCHWEBUNGSFREQUENZMESSER

Der Schwebungsfrequenzmesser zählt zu den aktiven Frequenzmessern, da er mit Hilfe eines Oszillators Schwingungen erzeugt. Diese im Frequenzmesser erzeugte Schwingung wird mit der zu messenden Schwingung überlagert und in Resonanznähe die Schwebungsfrequenz abgehört. Beide Resonanzfrequenzen stimmen überein, wenn die Schwebungsfrequenz nahezu Null ist. Diese Art Frequenzmesser bezeichnet man auch als Interferenz- oder Überlagerungs-Frequenzmesser. Der Drehkondensator des Schwebungsfrequenzmessers wird in Frequenzen geeicht. Da auch die harmonischen Frequenzen Schwebungen ergeben, ist die Bestimmung der Frequenz nicht mehr eindeutig. Man muß daher diese Messungen sorgfältig durchführen und evtl. mit einem Absorptionsfrequenzmesser sich grob orientieren. Dieser Nachteil wird aufgewogen durch die erreichbare größere Genauigkeit (0,1 % und besser, je nach Aufwand). Es genügt, den Schwebungsfrequenzmesser mit nur einem Grundfrequenzbereich auszurüsten und die höheren Frequenzen mit den jeweiligen Harmonischen des Grundfrequenzbereiches zu messen. Der Kurzwellenamateur wird seinen Schwebungsfrequenzmesser daher meist als Bandfrequenzmesser ausführen (160- bzw. 80-m-Band). Dabei fallen der Grundfrequenzbereich und die entsprechenden Harmonischen jeweils in ein Amateurband. Man hat hierbei den Vorteil, daß die zur Verfügung stehende Skala nur für den Grundfrequenzbereich ausgeführt wird und dadurch die Ablesegenauigkeit gut ist.

3.1 Einfacher Schwebungsfrequenzmesser

Bild 20 zeigt die Schaltung eines Schwebungsfrequenzmessers mit zwei Röhren EF 80. Der Oszillator schwingt in ECO-Schaltung. Der Schwingkreis des Oszillators ist kapazitiv

aufgeteilt und besteht aus Kondensatoren mit verschiedenen Temperaturkoeffizienten. Die Spule wird in Trolitullack getaucht und künstlich gealtert. Vorteilhafter ist die Verwendung der von Hescho hergestellten Keramikspulen mit aufgebrannter und galvanisch verstärkter Silberwicklung. Auf den Oszillator folgt ein einstufiger Abhörverstärker, dessen

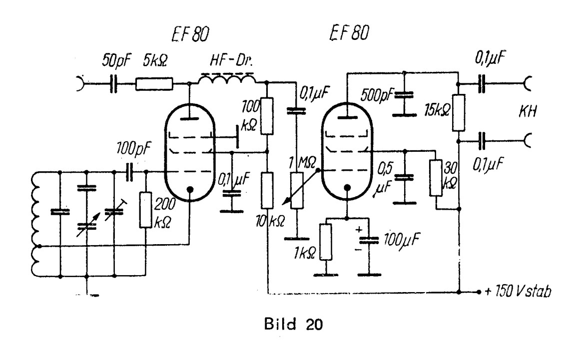


Bild 20

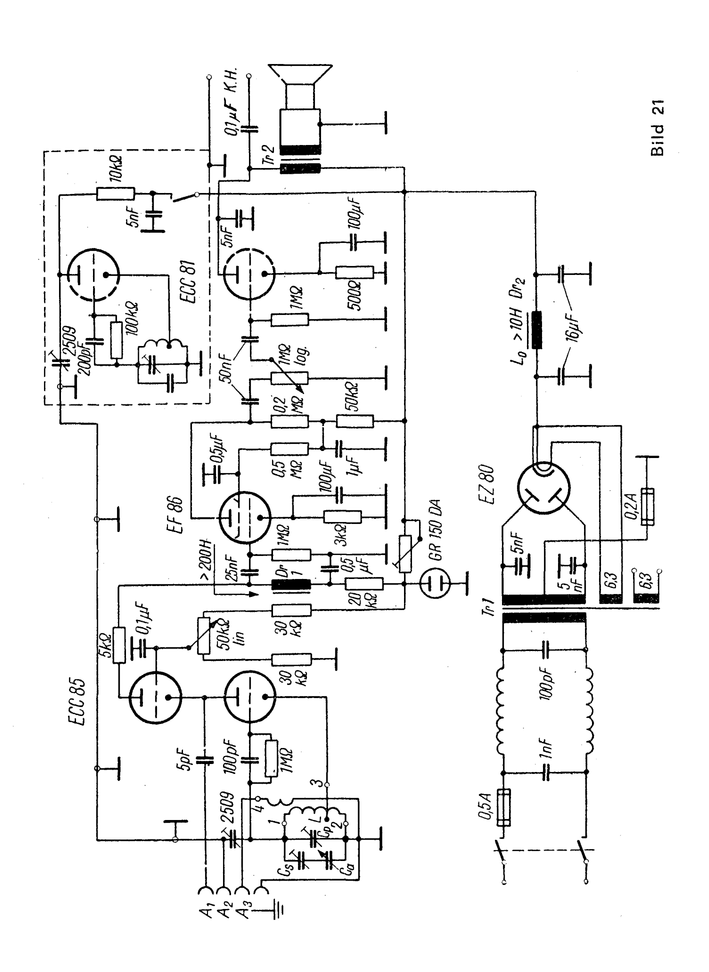
Lautstärke geregelt werden kann. Damit niedrige Schwebungsfrequenzen gut übertragen werden, sind Kopplungskondensator und Siebkondensatoren groß bemessen. Mit einem Kopfhörer werden die Schwebungen abgehört. Die Stromversorgung erfolgt aus einem stabilisierten Netzteil. Der Frequenzmesser ist als Bandfrequenzmesser ausgeführt für den Grundfrequenzbereich von 1750 bis 1900 kHz. Die Harmonischen fallen in die entsprechenden KW-Amateurfrequenzbereiche (80-, 40-, 20-, 15-, 10-m-Band). Für den Oszillatorschwingkreis steht meist der geeignete Drehkondensator nicht zur Verfügung. Durch entsprechende Parallel- oder/und Reihenschaltung von Kondensatoren kann man aber einen vorhandenen Drehkondensator auf den gewünschten Frequenzbereich hintrimmen. Dabei ist die Verwendung von keramischen Trimmern wegen des großen Temperaturkoeffizienten nicht zu empfehlen. Man muß diese dann durch Festkondensatoren ersetzen.

3.2 Frequenzmesser O-V-2

Da nun jeder angehende Amateur mit einem O-V-1 beginnen sollte und zum Abgleich dieses Gerätes schon Frequenzmeßmittel benötigt, die er vielleicht auf Grund seines Standortes oder seines QSBs im Geldbeutel nicht auftreiben kann, soll hier eine Methode beschrieben werden, mit der er ohne Hilfsmittel, höchstens mit einem Instrument, ähnlich einem Multizet, auskommen kann **(Bild 21).** Man kann sich neben den Bandspulen von 80 bis 10 m noch eine weitere Spule für Droitwich anfertigen und mit dieser dann den Sender Droitwich empfangen. Dieses Signal dient mit seinen 200 kHz und einer Genauigkeit von 10^{-8} als Bezugsfrequenz für die weitere Eichung des Gerätes. Da aber der Eingangskreis für die Amateurbänder benötigt wird, muß der Platz für diese wieder frei gemacht werden. Die Eichfrequenz muß daher konserviert werden, und das macht man mittels eines 200-kHz-Oszillators, der zusätzlich eingebaut werden muß. Dieser selbsterregte Oszillator wird dann über eine sehr kleine Kapazität in die Eingangsstufe eingekoppelt und der Oszillator dann so abgeglichen, daß zwischen der Empfangsfrequenz (Droitwich) und dem Oszillator Schwebungsnull herrscht. In diesem Falle ist die Oszillatorfrequenz gleich der Eingangsfrequenz mit der Genauigkeit der Schwebungsdifferenz, die man ja praktisch auf Null bringen kann. Dieses Gerät ist dann nicht nur ein guter O-V-2, sondern auch ein guter Frequenzmesser, der zu jeder Zeit auf Droitwich nachgeeicht werden kann. Gelegentlich kann man dann, wenn man sich einen Quarz beschafft hat, den Hilfsoszillator zum Quarzoszillator umbauen.

3.3 Abgleichvorgang des Eichoszillators

Ist der fertiggeschaltete O-V-2-Frequenzmesser hinsichtlich seiner elektronischen Funktion geprüft, wird die Eichung durchgeführt. Dazu ist erforderlich, die Betriebstemperatur abzuwarten ($>$ 20 Min.). Bei richtiger Dimensionierung der Droitwichspule fällt der gewünschte Träger bei Verwendung einer normalen Langdrahtantenne sicher im Empfänger ein,


ECC 81
10kΩ
5nF
0,1μF K.H.
Tr 2
100μF
500Ω
1MΩ
1MΩ log.
50nF
0,2 MΩ
50kΩ
100kΩ
2509
200pF
0,5μF
0,5 MΩ
100μF
1μF
EF 86
1MΩ
3kΩ
>200H
25nF
Dr 1
0,5 μF
20 kΩ
GR 150 DA
ECC 85
5kΩ
0,1μF
50kΩ lin
30 kΩ
30 kΩ
5pF
100pF
1MΩ
2509
L
C_p
C_s
C_a
A_1
A_2
A_3
L_0 >10H Dr_2
16μF
EZ 80
5nF
5 nF
6,3
6,3
0,2A
Tr 1
100pF
1nF
0,5A
Bild 21

wobei die Bandmitte f_0 noch nicht definiert ist. Sind wir uns über die Identität des Signals im klaren (Ansage oder Pausenzeichen), so ziehen wir die Rückkopplung (Mitkopplung) an. Der Einsatzpunkt stellt sich mit einem Knacken ein. Der Pfeifton stellt den Differenzbetrag der Frequenz zwischen Eingangsfrequenz und Mitkopplungsfrequenz dar. Die Mitkopplungsfrequenz ist die selbsterzeugte HF des O-V-2, der somit zum Sender geworden ist. Unser O-V-2 hat ja beim Anziehen der Rückkopplung (Mitkopplung) den Verlustanteil unseres Eingangskreises ergänzt, somit die Güte des Kreises extrem verbessert und damit die Bandbreite sehr schmal gemacht. Die überschüssig von der Mitkopplung angebotene HF steht somit der Eingangsfrequenz zum Vergleich zur Verfügung.

Drehen wir nun die Abstimmung unseres O-V-2-Kreises durch, so wird der Ton im Lautsprecher immer tiefer, um schließlich völlig unhörbar zu werden. Dieser Tonlücke folgt, trotz Verstimmung in der gleichen Richtung, ein zweiter Tiefton, der immer höher in der Tonfrequenz steigt, um dann über 15 kHz hinaus in Unhörbarkeit zu verschwinden. Die Tonlücke zwischen den beiden Tieftönen stellt mit dem doppelten Betrag des tiefsten Tones die Genauigkeit der Frequenzgleichheit dar, wobei die Tiefstfrequenz, die der NF-Verstärker des O-V-2 noch durchläßt, für diese Genauigkeit verantwortlich ist. Kann z. B. der NF-Verstärker nur eine Tiefstfrequenz von 100 Hz übertragen, so ist die Schwebungslücke ± 100 Hz, also 200 Hz breit. Der Fehler kann

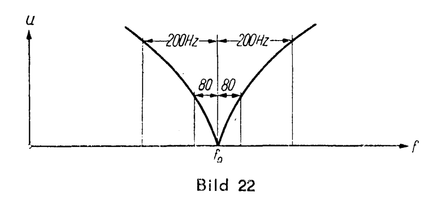


Bild 22

also 200 Hz werden **(Bild 22).** Wir können nun durch Interpolieren geometrisch die Mitte zwischen den beiden Tönen auf der Skala definieren, wenn es die Skala mechanisch

zuläßt. Es gibt aber hier noch eine besser anwendbare Methode, um die absolute Schwebungsfrequenz Null sicherzustellen. Man schaltet zwischen Lautsprecher und Anodenspannung ein Anodenstrominstrument. Dieses Instrument wird beim Nulldurchgang mit der Schwebungsfrequenz schwingen und somit einen absoluten Abgleich zulassen, d. h., der Zeiger wird um f_0 mit der Frequenz pendeln. Es gehört schon Gefühl dazu, um auf 1 Hz genau abzugleichen, und es ist dabei zu empfehlen, den Lautstärkeregler ganz aufzudrehen. Man kann dazu ein Multizet über eine Pentodenbuchse zuschalten oder sogar ein für das Gerät vorgesehenes S-Meter umschaltbar machen.

Bisher haben wir erst die Droitwichfrequenz im Eingangskreis definiert. Jetzt gilt es, unseren Oszillator auf diese abzugleichen. Wir schalten unseren Oszillator dazu, das geschieht durch Zuschalten der Oszillatorenanodenspannung. Die HF des Oszillators ist über eine kleine Kapazität „C" in den Eingangskreis gekoppelt. Wenn man den Oszillatorkondensator durchdreht, wird man wieder eine Schwebungsfrequenz wahrnehmen, die durch Schwebungsnull geht. Wird dieser Vorgang wie oben durchgeführt, so ist die Oszillatorfrequenz mit der Eingangsfrequenz und der Mitkopplungsfrequenz identisch. Wir haben die Droitwichfrequenz im Oszillator deponiert und können daher die Spule für den Droitwichempfang abschalten und dafür die erste zu eichende Spule, z. B. die 80-m-Band-Spule, einschalten. Ist diese Spule genauestens gemäß Bauvorschrift gefertigt und sind die Kreiskondensatoren richtig dimensioniert, so werden wir schon Amateurverkehr wahrnehmen können. Es fehlt uns nur die Eichung der Skala. Als Skala liegt sicher eine lineare Skala 1- bis 100- oder bis 180- oder 270-Grad-Teilung vor. Angenommen, das 80-m-Band beginnt bei 0 Grad mit 3,4 MHz und endet bei 180 Grad mit 4 MHz, so sind auf der Skala bei angezogener Rückkopplung (Mitkopplung) und zugeschaltetem Oszillator Interferenzpfiffe bei 3,4 MHz, 3,6 MHz, 3,8 MHz und bei 4 MHz zu hören. Schaltet man nun die Antenne hinzu, so kann man durch den hörbaren Funkverkehr eine Frequenz festlegen, z. B. wenn sonntags DM 3 GST seinen Rundspruch strahlt. Dieser liegt mit seiner Frequenz zwischen 3,60 MHz und 3,80 MHz.

Man hat also einen Interferenzpfiff links von DM 3 GST und einen rechts von DM 3 GST. Die Frequenzmarke mit der größeren Kreiskapazität des Abstimmkondensators neben DM 3 GST ist 3,6 MHz und die mit der kleineren Kreiskapazität (Drehko raus) ist 3,8 MHz. Darauf folgt auf der einen Seite 4 MHz und auf der anderen Seite der Skala 3,4 MHz. Diese Punkte werden dann möglichst dünn zur besseren Ablesegenauigkeit auf der Skala **(Bild 23)** markiert. Aus einem DIN-A4-Millimeterpapier richtet man sich eine Eichkurve her, und zwar in der Art, daß man auf der vertikalen Seite des Papiers die Frequenz und auf der horizontalen Seite die Skalengrade der Geräteskala einträgt (Bild 23b). Auf dem Feld des Papiers trägt man dann die vier Eichpunkte 3,4 – 3,6 – 3,8 – 4 MHz ein und verbindet sie mit dem Kurvenlineal zu einem dünnen Strich. Auf diese Art ist es möglich, auch die Werte zwischen den Eichmarken aus der Eichkurve abzulesen und sie dann als dünne Striche auf die Geräteskala zu übertragen. Das Eichen der anderen Amateurbänder erfolgt in der gleichen

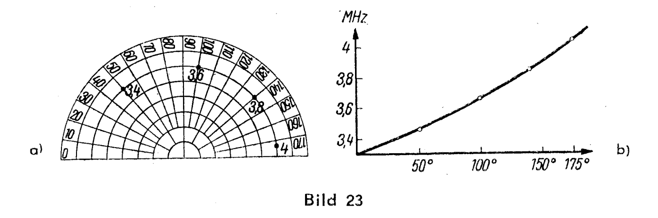


Bild 23

Weise. Für die höheren Bänder kann man bekannte kommerzielle Sender als Eichgrundlage verwenden, z. B. Kurzwellenrundfunksender, deren genaue Frequenz durch die Literatur bekannt ist oder sogar vom Sprecher angesagt wird. Am besten eignet sich der britische Eichsender MSF auf 2,5; 5 und 10 MHz. Ansage erfolgt alle 15 Min., vorher dreimal MSF als Morsezeichen. Auf dem 7-MHz-Band bringt DM 3 GST jeden Sonntag seinen Rundspruch als Wiederholung. Auf dem 14-MHz-Band hört man außerdem fast immer Amateurverkehr. Voraussetzung ist natürlich, daß die gegebenen Spulendaten angewendet werden.

Die Frequenzgenauigkeit des Senders Droitwich wird mit 10^{-8} angegeben, das bedeutet, bei 200 kHz ist die Frequenzabweichung kleiner als $\pm 0{,}002$ Hz (!). Bei 3,5 MHz ist der Fehler immer noch $\pm 0{,}035$ Hz. Für unsere Amateur-Geräte besteht die Forderung von 10^{-4}. Es sind also bei 3,5 MHz schon 350 Hz Fehler zugelassen. Wenn man daher einen Schwebungsfrequenzmesser mit einem NF-Frequenzgang von 100 Hz Tiefstfrequenz auf Schwebungsnull abgleicht, ergibt der mögliche 200-Hz-Fehler immer noch eine Konstanz von besser als 10^{-4}. Der mögliche Fehler ist 200 Hz, und bei 350-Hz-Fehler ergeben sich 10^{-4}.

Dabei ist zu beachten, daß der Transponierungsfehler vom Droitwichkreis auf den Eichoszillator eingeht und dann auch mit 200 Hz maximalem Abgleichfehler eingehen kann, insgesamt also der Abgleichfehler 400 Hz betragen kann, das sind 50 Hz über dem zulässigen Fehler. Um die vorgeschriebene Genauigkeit nach dem Gehör abgleichen zu können, muß also der NF-Verstärker eine tiefste Schwebungsfrequenz von < 80 Hz durchlassen können, was mit den normalen Schaltelementen durchaus möglich ist.

Eine unangenehme Geschichte ist die Temperaturabhängigkeit. Nur wenn nahezu absolute Temperaturkonstanz herrscht, wird es uns gelingen, die Frequenz des O-V-2 und des Oszillators genau einzuhalten. Heizspannungsschwankungen und Anodenspannungsschwankungen sollten schon mit Heizleiter und Stabilisatoren ausreichend konstant gehalten werden **(Bild 24).**

Die Temperaturschwankungen können nur durch temperatursicheren Aufbau vermieden werden. Es besteht noch die Möglichkeit, eine Temperaturkompensation durchzuführen. Diese bleibt wohl nur Labors mit den entsprechenden Meßgeräten vorbehalten. Es ist also wichtig, den Aufbau so vorzunehmen, daß nicht jeder Luftzug durch das Gerät weht und eine unangenehme Temperaturschwankung im Gerät hervorruft. Die Schaltelemente wie Spulen und Kondensatoren sind vorher zu altern; das geschieht am besten in der Wärmeröhre eines Kachelofens, in der die Temperatur nicht über 100 Grad sein soll. Hier setzt man die Bauteile mehrere Tage den Temperaturunterschieden eines geheizten

und ungeheizten Ofens aus und erreicht dadurch einen Alterungszustand, der für unseren Zweck völlig genügt. Als Schaltelemente für unsere HF-Stufen verwenden wir Luft-, Glimmer- oder Keramikkondensatoren; als Spulenmaterial in Keramikkörper eingebrannte Silberwindungen oder stabilen Kupferdraht mit Baumwoll- oder Seidenisolation auf Keramikkörper.

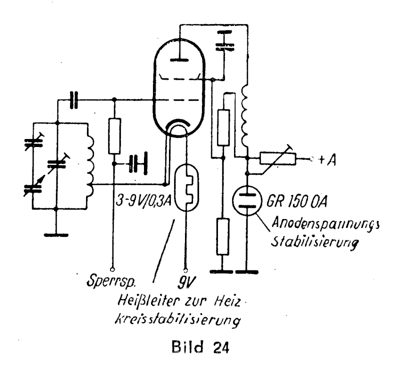


Bild 24

Für die Verdrahtung des Schwingkreises verwendet man versilberten Kupferdraht von 1 mm bis 1,5 mm Dmr. Dünner Draht kann Kreisgüten beeinträchtigen und bei Erschütterungen des Gerätes Frequenzmodulation hervorrufen.

4. DAS GRID-DIP-METER
(aktiv und passiv)

Was der Zollstock für den Handwerker, ist das Grid-Dip-Meter für den Funkpraktiker. Wenn es gilt, Frequenzen und Antennenresonanzen zu messen oder Filter abzugleichen, Induktivitäten oder Kapazitäten zu messen, dann kommen wir mit einem Grid-Dip-Meter aus. In der Industrie finden wir diesen Oszillator oft unter dem Namen Resonanzmeter. Ein wichtiger Vorteil dieses Grid-Dip-Meters ist seine Handlichkeit. Das Gerät muß daher klein und unabhängig sein. Gerade bei Antennenresonanzmessungen sind kleines Volumen und Unabhängigkeit vom Netz vorteilhaft. Die Meßgenauigkeit dagegen stellt einen Kompromiß zwischen Volumen und greifbaren Bauelementen dar. Es ist aber bei sauberer Bauweise und den üblichen Rundfunkbauteilen eine Genauigkeit von besser als 1 bis 2 % zu erreichen.

4.1 Einfache Grid-Dip-Meter

Unser Grid-Dip-Meter ist ein gitterstrom-kontrollierter Hochfrequenzgenerator, der eine Schwingkreisbelastung durch sinkenden Gittergleichstrom mit einem Indikator anzeigt **(Bild 25)**. Im Schwingzustand liefert ein Generator über die Gitter-Katodenstrecke gleich einer Diode einen Gleichstrom, der proportional der herrschenden Hochfrequenz am Schwingkreis ist. Über eine R-C-Kombination wird dieser Diodengleichstrom von einem Indikator angezeigt. Dieser Gleichstromdip ist der Ausgangspunkt aller Grid-Dip-Meter-Messungen. Wenn man andererseits die Anodenspannung vom Dipmeter abschaltet, arbeitet die Diodenstrecke Gitter-Katode weiter, und man kann jetzt das Dipmeter als Absorptionswellenmesser verwenden. Es ist also auf jeden Fall erforderlich, diesen „Diodengleichstrom" zur Anzeige zu bringen. Ein Milliamperemeter in das kalte Ende des Gitterableitwiderstandes der Schwingröhre mit einem zusätzlichen

Potentiometer zum Regeln des Gitterstromes stellt diese Gitterstromanzeige dar.

Ein magisches Auge erfüllt den gleichen Zweck, wobei aber die Anzeigegenauigkeit strittig ist **(Bild 26).** Koppelt man

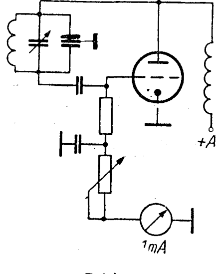


Bild 25

zum Beispiel einen Parallelresonanzkreis an das Dipmeter an und dreht den Abstimmkodensator des Dipmeters durch, so findet man bei richtiger Wahl der Steckspule ein Minimum des Gitterstrominstrumentes. Dieses Minimum ist der Nachweis der Frequenzgleichheit mit der obenangegebenen Toleranz von Prüfgerät und Prüfling. Die Genauigkeit wird bedeutend erhöht, wenn man nur so lose ankoppelt, wie zur Messung unbedingt erforderlich ist.

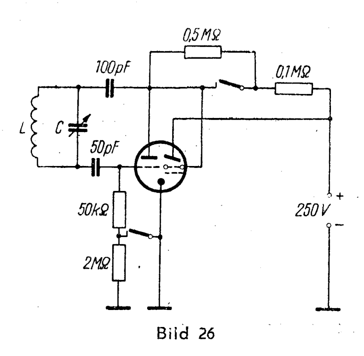


Bild 26

Dipbreite und Diptiefe geben dem routinierten Amateur Aufschluß über Kopplungsgrad und Güte des Kreises. Relativ schmaler Dip und große Diptiefe weisen eine große Güte nach. Wenn man die Resonanz und somit die Arbeitsfrequenz von Antennen bestimmen will, koppelt man das Dipmeter in den Fußpunkt der Antenne und sucht wieder den Resonanzdip. Gleichermaßen kann man Strom und Spannungszustände an Antennen entlang festlegen. Man führt das Dipmeter mit der Dipmeterspule, vom Speisepunkt ausgehend, an der Antennenlänge entlang und sucht zuerst am Speisepunkt die Resonanzfrequenz der Antenne **(Bild 27).** Erregt man die Antenne in einer ihrer Oberwellen, so wird man, ähnlich wie bei der Lecherleitung, Minima und Maxima am Dipmeter finden.

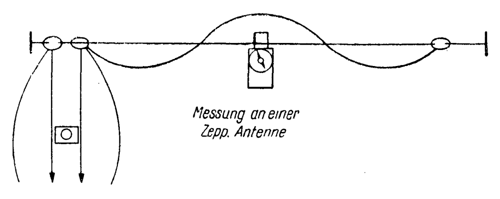


Bild 27

Man darf aber dabei nicht vergessen, daß es sich nur um orientierende Messungen handeln kann, wenn die Antenne sich nicht an ihrem vorbestimmten Platz befindet, denn Kurzwellenantennen sind an ihren Fußpunkten meistens schlecht erreichbar. Zwar kann man mit einer $\lambda/2$-Lecherleitung den Fußpunktwiderstand durch diese Lecherleitung hindurchtransformieren, aber es gehört schon viel Praxis und Übung dazu, die Antennenresonanz von der Leitungsresonanz der Lecherleitung zu unterscheiden. Man kann also auch Resonanzzustände auf Lecherleitungen einmessen und somit die elektrische Länge dieser Leitung definieren und danach Transformationslängen bestimmen.

Es sollen nun eine Grid-Dip-Meter-Schaltung besprochen und einige praktische Beispiele gezeigt werden. Es ist gleich, welche Schwingschaltung Anwendung findet. Am leich-

testen schwingen Hartley- und Colpitts-Schaltungen. Sie werden daher bevorzugt. Ein kleines, unabhängiges Dipmeter läßt sich recht gut mit den Subminiaturröhren DL 167 als Generatorrohr und einer DM 70 als Indikatorrohr aufbauen **(Bild 28 und 29)**. Die Röhre DL 167 ist mit 30 V Anodenspannung und 600 μA Anodenstrom bei 1,25 V Heizspannung und 13,3 mA Heizstrom ein wahrhaft sparsames Rohr. Dabei reichen diese 18 mW Input für alle Meßzwecke vollkommen aus. Sie schwingt in kapazitiver Dreipunktschaltung bis 200 MHz. Als Resonanzindikator wird auf ein Drehspuleninstrument wegen seines Volumens und seines Preises zugunsten einer DM 70 verzichtet. Die DM 70 hat bei einer Heizspannung von 1,4 V und einem Heizstrom von 20 mA und einer Anodenspannung von 90 V einen Anodenstrom von 250 μA. In einem Glaskörper von 40 mm Länge und

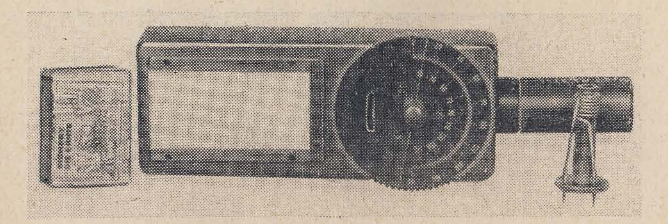


Bild 28

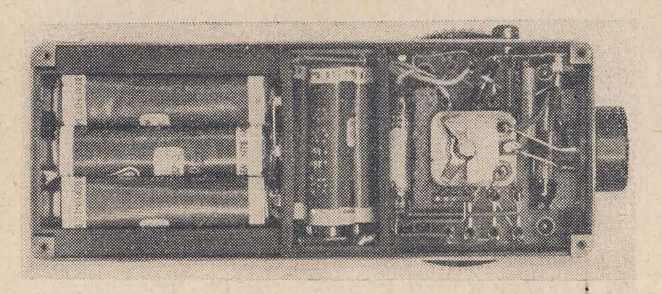


Bild 29

8 mm Dmr. befinden sich der Heizfaden und zwei Elektrodenbleche gleicher Größe. Davon hat das zum Heizfaden zeigende Blech ein Ausrufungszeichen ausgestanzt. Dieses Blech stellt das Steuergitter dar. Eine negative Vorspannung ist in der Lage, dieses Ausrufungszeichen elektronisch zu schließen. Das hintere Blech, die Anode, ist mit Leuchtmasse bestrichen, so daß die elektronische Funktion als ein entsprechend der Vorspannung großes oder kleines Zeichen sichtbar wird **(Bild 30 a).**

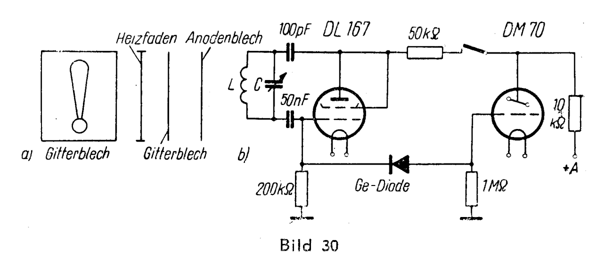


Bild 30

Die DL 167 ist, wie schon erwähnt, als Triode im kapazitiven Dreipunkt geschaltet **(Bild 30 b).** Die über dem Gitterableitwiderstand abfallende Schwingspannung wird durch einen Sirutor oder eine Germanium-Diode vom HF-Anteil getrennt und dem Gitter der DM 70 als negative Sperrspannung zugeführt. Im Schwingzustand ist das Zeichen geschlossen. Dieser Strich ist also ein Maß für den Resonanzzustand des Generators. Ohne Diode läge gleichzeitig die HF mit an der DM 70, und ein verwaschenes Zeichen wäre die Folge. Entsprechende Siebmittel würden die Resonanzfunktion behindern. Beim Abschalten der Anodenspannung kann auch dieses Dipmeter als Absorptionswellenmesser fungieren. Dieses Gerät ist gerade für Antennenmessungen besonders geeignet.

4.2 Der Multi-Dipper

Der Multi-Dipper ist eine Abwandlung des normalen Grid-Dippers und kann in der gleichen Weise wie dieser benutzt werden. Er ist aber noch vielseitiger verwendbar als

der Grid-Dipper und hat diesem gegenüber eine verbesserte Arbeitsweise. Die Wirkung des üblichen Grid-Dippers beruht, wie schon beschrieben, darauf, daß die Gitter-Katodenstrecke der Schwingröhre gleichzeitig als Gleichrichterdiode ausgenutzt wird **(Bild 31).**

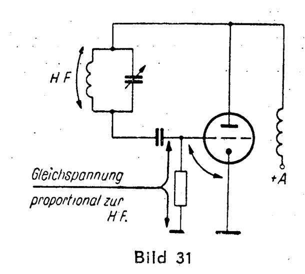


Bild 31

Wenn mit Hilfe der Röhre in dem Resonanzkreis L–C Schwingungen aufrechterhalten werden, dann wird das Gitter bei jeder positiven Spannungsspitze in das positive Gebiet ausgesteuert. Das hat zur Folge, daß bei richtiger Dimensionierung des Koppelkondensators C_c und des Gitterableitwiderstandes R, der verhältnismäßig hochohmig sein muß, ein Gittergleichstrom fließt, der der Schwingamplitude im Resonanzkreis proportional ist. Der Ausschlag des Milliamperemeters M im Gitterkreis ist daher unmittelbar ein Maß für diese Schwingamplitude.

Wird dem Resonanzkreis bei Ankopplung Energie entzogen, dann macht sich das durch einen Rückgang des Instrumentenausschlags bemerkbar. Schaltet man die Anodenspannung, nicht aber die Heizspannung der Schwingröhre, ab, dann läßt sich der Grid-Dipper als Absorptionswellenmesser verwenden. Auch in diesem Falle arbeitet die Gitterkatodenstrecke der Schwingröhre als Diode, die die in dem Resonanzkreis L–C induzierte HF-Spannung gleichrichtet; das Milliamperemeter zeigt den gleichgerichteten Strom an. Gerade bei Verwendung als Absorptionswellenmesser macht sich ein Hauptnachteil des Grid-Dippers, nämlich eine recht geringe Empfindlichkeit, bemerkbar. Abgesehen davon, daß der auch bei abgeschalteter Anodenspannung noch flie-

ßende geringe Emissionsstrom der Katode die Anzeige sehr schwacher Signalspannungen unmöglich machen kann, stellt der Gitterableitwiderstand R einen erheblichen Energieverbraucher dar. Ist R etwa gleich 20 kOhm, dann geht durch ihn bei einem Gittergleichstrom von beispielsweise 1 mA eine Leistung von 20 mW verloren. Könnte man R ganz beseitigen, so daß nur noch Innenwiderstände der Gitter-Katodenstrecke und des Milliamperemeters übrigbleiben, die zusammen vielleicht 200 Ohm ausmachen, dann könnte dieser Leistungsverlust auf den hundertsten Teil vermindert werden. Bei dem Multi-Dipper kann dieses dadurch erreicht werden, daß Oszillatorteil und Gleichrichter voneinander getrennt sind; als Gleichrichter wird eine Kristalldiode verwendet, die mit einer Anzapfung der Resonanzkreisspule verbunden ist, um den Resonanzkreis nicht zu stark zu belasten und eine bessere Impedanzspannung zu erreichen. In der Wahl der Oszillatorschaltung ist man nun frei. Während man bei dem Grid-Dipper einen Hartley- oder einen Colpitts-Oszillator bevorzugt und beide Schaltungen wegen ihrer frequenzabhängigen Rückkopplung keine konstante Amplitude über den Abstimmbereich ergeben, wurde für den Multi-Dipper ein Zweipunktoszillator mit zwei katodengekoppelten Trioden gewählt, dessen Grundschaltung in **Bild 32** dargestellt ist und eine frequenzunabhängige Rückkopplung über den relativ großen Kondensator C_C aufweist.

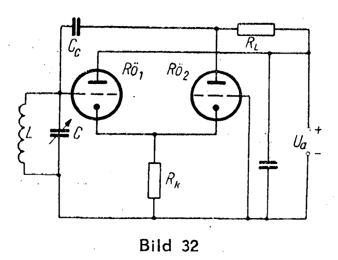


Bild 32

Die Arbeitsweise dieses Oszillators ist ähnlich der eines freischwingenden Multivibrators. Wenn während einer Schwingung des Resonanzkreises L–C das Gitter der Triode

momentan positiver wird, steigt der Anodenstrom von Rö 1, und der Spannungsabfall am Katodenwiderstand R_k nimmt zu. Dadurch wird die Katode von Rö 2 positiver, und ihr Anodenstrom sinkt, so daß an ihrer Anode das Potential zunimmt. Dieser Spannungsanstieg wird über C_c auf das Gitter von Rö 1 rückgekoppelt; da er die gleiche Phase wie der ursprüngliche Spannungszuwachs am Gitter von Rö 1 hat, hält er die Schwingung im Resonanzkreis aufrecht, er gleicht die Resonanzkreisverluste aus. Ersetzt man den Resonanzkreis durch einen Ohmschen Widerstand, dann hat man einen freischwingenden Multivibrator.

Die vollständige Schaltung des Multi-Dippers geht aus **Bild 33** hervor. Er besteht aus dem Zweipunktoszillator, dem Gleichrichterteil mit der Kristalldiode und dem Netzteil. Da die Wirkungsweise des Oszillators darauf beruht, daß an dem Katodenwiderstand eine hochfrequente Spannung ent-

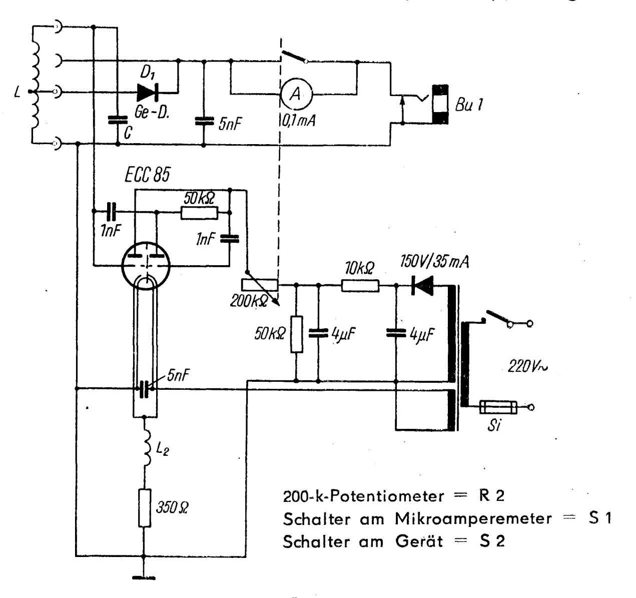


Bild 33

steht, ist jede Kapazität zwischen Katode und Masse schädlich, weil sie mit zunehmender Oszillatorfrequenz die Schwingamplitude herabsetzt, bis der Oszillator bei einer bestimmten Frequenz zu schwingen aufhört. Eine solche schädliche Kapazität besteht zwischen dem Heizfaden und der Katode der Doppeltriode und muß durch eine in Reihe mit dem Katodenwiderstand liegende Drossel kompensiert werden. Diese Drossel, deren Größe am besten experimentell bestimmt wird, vergrößert den effektiven Wert des Katodenwiderstandes mit zunehmender Frequenz und gleicht damit die Wirkung der schädlichen Parallelkapazität aus. Da sowohl die Eingangskapazität von Rö 1 als auch die Ausgangskapazität von Rö 2 parallel zum Resonanzkreis liegen, muß der Abstimmkondensator C 1 verhältnismäßig groß sein, um ohne Spulenwechsel einen vernünftigen Abstimmbereich zu erhalten.

Im Gleichrichterteil liegt die Kristalldiode D 1 in Reihe mit dem Meßinstrument, das einen Meßbereich von 100 μA oder 0,5 mA haben kann. Die im Bild angegebene Buchse Bu 1 dient zum Anschluß eines Kopfhörers, wenn man die Resonanzstelle durch Abhören feststellen will. Wird das Gerät als Absorptionswellenmesser benutzt, dann kann man statt des Kopfhörers einen veränderlichen Widerstand an Bu 1 anschließen und damit die Empfindlichkeit des Meßinstrumentes variieren. Bei der Arbeitsweise als Dipper wird dagegen die Empfindlichkeit mit Hilfe von R 2, also durch Regulieren der Anodenspannung, eingestellt. R 2 ist mit einem Schalter S 1 gekoppelt, der das Meßinstrument kurzschließt, sobald die geringste Empfindlichkeit eingestellt ist. Der Netzteil wird völlig abgeschaltet, wenn der Multi-Dipper als Absorptionswellenmesser arbeiten soll. Der Multi-Dipper bietet noch zahlreiche andere Anwendungsmöglichkeiten, von denen hier nur einige kurz erwähnt sein sollen. Schließt man beispielsweise an diese Anzapfung eine Antenne an, dann kann bei abgeschaltetem Netzteil der Multi-Dipper als Feldstärkenmesser benutzt werden.

Ferner kann man den Oszillator als Multivibrator arbeiten lassen und als Signalverfolger verwenden.

Bei einem 100-kOhm-Widerstand als Schwingkreis erzeugt er Rechteckspannung mit einem Oberwellengehalt bis über 10 MHz.

4.3 Der Transistor-Dipper

Durch Anwendung von Transistoren ist es möglich, das Grid-Dip-Meter weiter zu verbessern. Die Verbesserungen beziehen sich vor allen Dingen auf eine günstigere Stromversorgung und kleinere Gehäuseabmessungen. Da der Transistor aber kein Steuergitter im Sinne der Elektronenröhre besitzt, ist die Bezeichnung Grid-Dip-Meter falsch, denn ein Gitter im Sinne der Elektronenröhre ist nicht mehr vorhanden. Man kann dann nur noch von einem Dip-Meter sprechen. Gegenüber der Elektronenröhre sind die Betriebswerte des Transistors niederohmig. Die Anzeige erfolgt durch Messen der Schwingamplitude des Transistoroszillators. Damit bei Resonanz eine erkennbare Änderung des Zeigerausschlages auftritt, muß der Schwingkreis des Transistoroszillators eine hohe Güte besitzen **(Bild 34)**. Aus die-

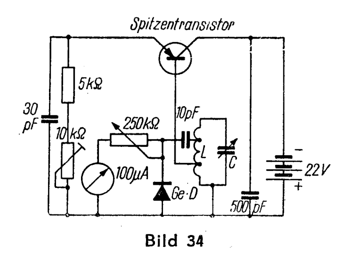


Bild 34

sem Grunde liegt die Blockelektrode an einer Anzapfung der Schwingkreisspule L. Auch die Anzeigeschaltung liegt an einer Spulenanzapfung, um die Güte nicht zu verschlechtern. Die Oszillatorspannung wird mit der Germanium-Diode gleichgerichtet und einem 100-μA-Instrument zugeführt. Ein 100-kOhm-Potentiometer stellt die Instrumentenempfindlichkeit ein. Mit einem 10-kOhm-Potentiometer am Emitter

wird das Schwingmaximum justiert. Beim Durchdrehen des Drehkondensators tritt dann bei Resonanz mit einem anderen Schwingkreis ein plötzlicher Abfall des Zeigerausschlages auf. Für die Stromversorgung genügt eine Kleinstbatterie von 22,5 V.

Eine weitere Schaltung zeigt ein Dip-Meter mit einem Flächentransistor **(Bild 35).** Die Erzeugung der Schwingung

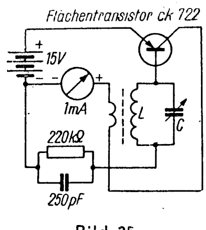


Bild 35

geschieht durch eine induktive Rückkopplung, wobei der Emitter geerdet wird. Der Kollektorstrom beträgt nur 0,4 mA. Die Anzeige der Resonanz wird durch den Rückgang des Kollektorstromes angezeigt. Als Stromquelle dient eine Kleinstbatterie von 15 V.

5. DER QUARZ IN DER FREQUENZMESSTECHNIK

5.1 Grundlagen der Quarztechnik

Vom Schwingkreis wissen wir, daß er auf Grund seiner Temperaturabhängigkeit nur bei sauberem Temperaturhaushalt frequenzstabil ist ($< 10^{-5}$). Zwar lassen sich die temperaturabhängigen negativen oder positiven frequenzverschiebenden Komponenten kompensieren. Es gehört dazu aber nicht nur ein Gerätepark zur Frequenzüberwachung und Messung, sondern auch eine entsprechende Erfahrung und Ausbildung, so daß man es einem jungen Amateur mit seinen wenigen Meßmitteln nicht zumuten sollte, eine Temperaturkompensation durchzuführen. Es liegt daher nahe, zur absoluten Festlegung von Frequenzen auf Mittel zurückzugreifen, die von der Temperatur weniger abhängig sind. Läge der Faktor „Temperaturabhängigkeit" nicht vor, wäre die Herstellung eines absoluten Frequenznormals kein Problem, aber der Ausdehnungskoeffizient infolge der Temperaturänderung steht dem entgegen.

Im Rohquarz hat die Nachrichtentechnik ein Schaltelement gefunden, das auf Grund des Piezoeffektes eine Frequenzkonstanz von besser als 10^{-6}/Grad Celsius aufweist. Die genannte Definition beweist aber, daß ohne Temperaturhaltung auch mit einem Quarz eine Genauigkeit von 10^{-6} nicht zu halten ist. Deshalb gehört zu einer Quarzsteuerung automatisch ein Temperaturhaushalt (Thermostat! – siehe unter Thermostat).

Da Rohquarze teuer und nicht genügend vorhanden sind, sucht man nach Wegen zur synthetischen Herstellung von Quarzmaterial. So verwendet man heute Seignettesalz und Bariumtitanat, allerdings nur für elektroakustische Zwecke, wo es lediglich auf gute Eigenschaften als elektromechanische Wandler ankommt. In der Hochfrequenztechnik dagegen muß man von einem Quarz eine kleine Dämpfung und

einen kleinen Temperaturkoeffizienten verlangen. Diese Bedingungen erfüllen Seignettesalz und Bariumtitanat nicht.
Aus dem Quarzrohmaterial werden die benötigten Platten oder Stäbe mit bestimmten Orientierungen zu den Kristallachsen herausgeschnitten. Man kennt so z. B. den AT-, BT-, CT-, DT-, GT-, MT-, NT-, $X^{+5°}$- und den $X^{-18°}$-Schnitt.

Bild 36 zeigt eine von SYKES angegebene Darstellung der Lage der verschiedenen Quarzschnitte in einem Quarzkristall. Die aus einem Rohkristall herausgeschnittenen Quarzstäbe bzw. -platten werden heute für den Frequenzbereich von 1 kHz bis 150 MHz geliefert. Die Herstellung der Quarze erfordert nicht nur einen teuren Gerätepark, sondern auch teures Fachpersonal. Das Endprodukt, der Steuerquarz oder der Filterquarz, wird dadurch entsprechend teurer. Wenn man einen Quarz aus alten Beständen billig erwirbt, so ist nicht gesagt, daß er schwingt. Wie ein Edelstein, so kann auch ein Quarz taub werden. Allerdings hilft bei nicht-

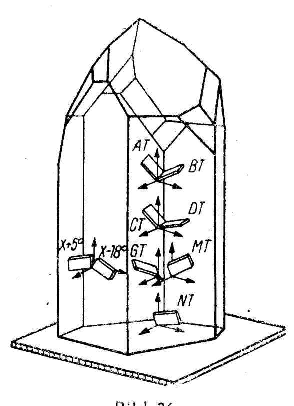


Bild 36

schwingenden Quarzen ein Waschen in Tetrachlorkohlenstoff, um ihn wieder zum Leben zu erwecken.

Im Niederfrequenzbereich bis etwa 50 kHz verwendet man Biegeschwingungsquarze. Daran schließen sich bis etwa

200 kHz die Längsschwingungsquarze an. Bei beiden Quarztypen ist die Länge maßgebend für die Frequenz. Im Bereich bis 800 kHz werden Flächenschwinger eingesetzt. Dazu verwendet man runde oder viereckige Quarzscheiben. Frequenzbestimmend ist bei der runden Scheibe der Scheibendurchmesser und bei der viereckigen die Kantenlänge. In dem uns interessierenden Frequenzbereich bis 20 MHz verwendet man Dickenschwinger mit runden Quarzscheiben. Bei diesen ist die Scheibendicke frequenzbestimmend; z. B. für

$$\text{AT-Schnitt} \qquad d_{(mm)} = \frac{1670}{f_{(kHz)}}.$$

Bei einer Frequenz $f = 1670$ kHz ist die Scheibendicke 1 mm und bei $f = 16{,}7$ MHz nur noch 100 μ. Es ist daher einleuchtend, daß für höhere Frequenzen andere Wege gegangen werden müssen. Man benutzt also für höhere Frequenzen die Oberwellenanregung. Dabei schwingt die Quarzscheibe in einer mechanischen Oberwelle. Es ist dabei zu beachten, daß die Oberwelle nicht ganz harmonisch zur Grundwelle liegt. Dazu muß man sich merken, daß nur ungeradzahlige Oberwellen erregbar sind. Bei geradzahligen Oberwellen weisen die zwei Quarzelektroden gleiche Polarität auf. Je nach Frequenzbereich werden die 3., 5. oder 7. Oberwelle erregt.

Das elektrische Ersatzschaltbild eines Quarzes zeigt **Bild 37**. Daraus entnehmen wir, daß der Quarz als Serienresonanz-

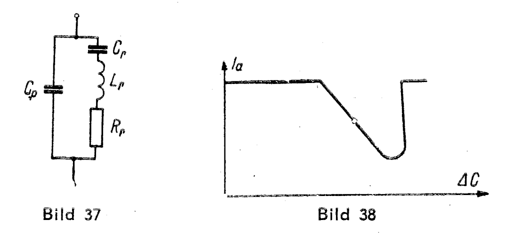
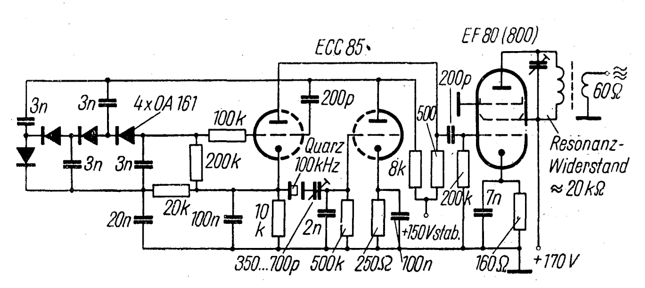


Bild 37 Bild 38

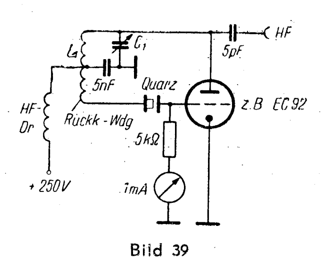
kreis wirkt. Liegt Kapazität C_p des Quarzes der Schaltung und der Halterung parallel, so bildet der Quarz einen Parallelresonanzkreis, dessen Resonanzfrequenz oberhalb der des Serienresonanzkreises liegt. Durch Vorschalten einer

Ziehkapazität kann in Serienresonanzschaltung die gleiche Frequenz erzielt werden wie bei Parallelresonanz. Der Resonanzverlauf eines Quarzes kann aus dem Anodenstromverlauf der Oszillatorröhre ersehen werden **(Bild 38)**.

Während des Betriebes durchfließt ein den mechanischen Schwingungen proportionaler Wechselstrom den Quarz. Bei der Dimensionierung einer Quarz-Oszillatorschaltung ist daher der Quarzbelastung besondere Beachtung zu schenken; denn eine Erwärmung des Quarzes beeinflußt nicht nur die Frequenz, sondern kann auch zur Zerstörung der Quarzscheibe führen. Empfehlenswert ist es daher, nur mit kleinen Quarzamplituden zu arbeiten und evtl. Dioden zur Begrenzung der Schwingamplituden einzusetzen. **Bild 39 a** zeigt eine von TELEFUNKEN entwickelte Schaltung für einen 100-kHz-Normalfrequenzgenerator, der sich durch eine geringe Quarzbelastung auszeichnet. Eine Schaltung für Oberwellenanregung zeigt **Bild 39 b**. Der Schwingkreis L_1C_1 wird



a)



b) Bild 39

auf die gewünschte Oberwelle des Quarzes abgestimmt. Die richtige Rückkopplung wird durch Probieren gefunden.

5.2 Das Quarznormal

Ist man der glückliche Besitzer eines 100-kHz- oder sogar außerdem noch eines 1-MHz-Quarzes, geht man als Amateur daran, ein Quarznormal zu bauen. Richtig stabilisiert und temperaturkonstant gehalten, hat man mit so einem Gerät doch eine anständige Meßgrundlage, die besser als 10^{-6} sein kann, wobei aber, wie schon betont, die mechanische Ausführung die Meßgenauigkeit mitbestimmt. Bei einfachem Aufbau, bei dem man die Temperaturfrage dem Zufall überläßt, ist eine Genauigkeit von 0,01 % schon sehr gut. Legt man aber noch weitere 20 DM für ein Kontaktthermometer an, so kann man dadurch ohne weiteres auf eine Genauigkeit von 10^{-6} kommen, also auf 0,0001 %. Mit dieser Genauigkeit kann man dann schon für andere Amateure Eichsendungen durchführen und zur allgemeinen Frequenzkontrolle beitragen. Der Aufwand an Schaltelementen ist nicht viel größer als bei einem 0-V-1, nur die mechanische Ausführung sollte wegen der Temperaturkontrolle unbedingt exakt werden. Es gibt da die verschiedensten Schaltungen, und aus diesem Grunde sollen auch verschiedene Varianten nachstehend beschrieben werden.

In einem nachstehenden Beispiel werden für einen Quarzeichgenerator zwei Quarze mit den Frequenzen von 100 kHz und 1 MHz benutzt. Das wahlweise Anstoßen der jeweiligen Normalfrequenz geschieht durch einen für das Schirmgitter wirksamen Gegenkopplungskreis für die Hochfrequenz. Im Schirmgitterkreis liegen zwei Drosseln von 0,5 und 5 mH in Serie. Ein Kondensator von 0,1 μF liegt an der Verbindungsstelle der beiden Drosseln. Ist der Schalter S_1 geöffnet, dann liegen beide Drosseln in Serie, und die erzielte Wirkung reicht aus, die 100-kHz-Schwingung anzuregen. Soll dagegen die Normalfrequenz 1 MHz angestoßen werden, so wird noch zusätzlich der 0,1-μF-Kondensator über S_1 eingeschaltet. Die

erzeugte HF-Schwingung wird an einem Widerstand im Anodenkreis der EF 80 abgenommen und über eine Germanium-Diode der Verzerrerstufe zugeführt. Die Germanium-Diode dient zur Erzeugung von Oberwellen. Die Verzerrerstufe hat in ihrem Anodenkreis breit abgestimmte Resonanzkreise, die auf die einzelnen Amateurbänder abgestimmt sind. Durch ein Katodenpotentiometer, das die Gittervorspannung der Ausgangsröhre zu regeln gestattet, kann die Ausgangsamplitude eingestellt werden. Es sind mit dieser Schaltanordnung noch Harmonische im 144-MHz-Band gut nachweisbar. Das hier beschriebene Gerät kann sehr klein aufgebaut werden. Die am schwersten zu beschaffenden Bauteile sind die beiden Normalquarze. Mit dem den Quarzen parallel liegenden Trimmer kann erforderlichenfalls durch Vergleich mit einer genau bekannten Senderfrequenz der exakte Wert von 100 kHz eingestellt werden. Es ist nämlich in der Praxis so, daß kein Quarz genau auf seiner

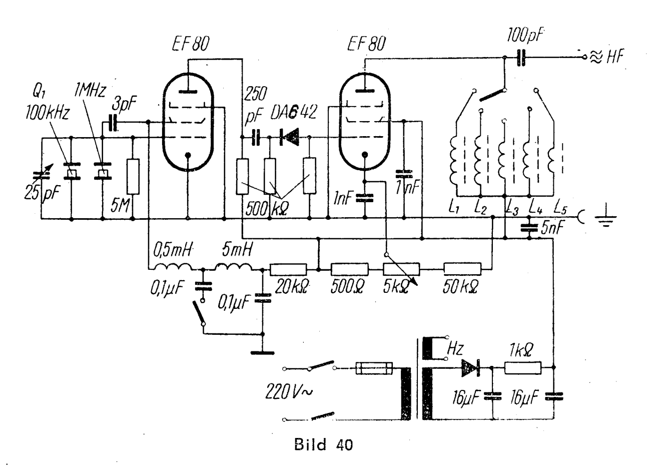


Bild 40

Sollfrequenz arbeitet. Meist liegt die Eigenfrequenz einige Hertz (etwa 2 bis 100 Hz) niedriger. Man nennt den Einstellvorgang auf die Sollfrequenz in der Praxis „Ziehen". Es gibt Schaltungen, die ein Ziehen der Quarzfrequenz um

einige 100 kHz ermöglichen. Die Schaltung des Eichmarkengebers ist in **Bild 40** dargestellt. Der Netzteil ist einfach gehalten. Mit einem derartigen Eichmarkengeber kann der Amateur Frequenzen mit einer Genauigkeit von $5 \cdot 10^{-5}$ messen. Leider versagt dieses Verfahren, wenn eine sogenannte krumme Frequenz gemessen werden soll. Hier verfährt man so, daß zunächst die unbekannte Frequenz mit einem VFO-Frequenzmesser eingepfiffen wird. Der VFO-Frequenzmesser wird dann mit einem Eichmarkengeber verglichen, indem die der Einpfeifstelle nächstgelegenen Überlagerungspfiffe ausgemessen werden und die unbekannte Frequenz interpoliert wird. Ein Beispiel soll dieses Verfahren veranschaulichen. Eine Frequenz von 3550 kHz soll so genau wie möglich bestimmt werden. Man überlagert sie zunächst mit dem frequenzvariablen Frequenzmesser und liest den ungefähren Wert der Frequenz, z. B. 3500 kHz, ab. Natürlich könnte schon jetzt bei geeigneter Skalenausführung der genaue Wert der Frequenz bestimmt werden. Es ist aber auf jeden Fall besser, den genauen Wert durch Vergleich mit einer Quarzfrequenz im Moment des Messens festzulegen. Mit Hilfe des Eichmarkengebers werden sich nun rechts und links in einem gewissen Abstand von dem Hilfsmeßwert zwei Überlagerungspfiffe feststellen lassen. Bei Verwendung eines 100-kHz-Normalquarzes können das nur die beiden Frequenzen 3500 und 3600 kHz sein. Würde dagegen ein Überlagerungspfiff unmittelbar mit dem Hilfs- oder Großmeßwert zusammenfallen, so wäre die exakte Freauenz 3500 kHz. Man stellt nun fest, wieviel Skalenteile der Differenz zwischen 3500 und 3600 kHz entsprechen und errechnet die unbekannte Frequenz. Angenommen, die Differenz sei 12 Skalenteile und der vorhin grob gemessene Frequenzwert liegt bei 6 Skalenteilen oberhalb 3500 kHz, dann ist die genaue Frequenz 3500 + 100 mal 6/12 = 3550 kHz. Diese Frequenzmessung erfordert zwar einen erhöhten Aufwand, hat aber den Vorteil, daß die Skala des veränderlichen Oszillators stets mit Quarzgenauigkeit zur Verfügung steht. Außerdem werden langzeitige Frequenzdriftberücksichtigungen vermieden.

5.3 Die Quarzuhr

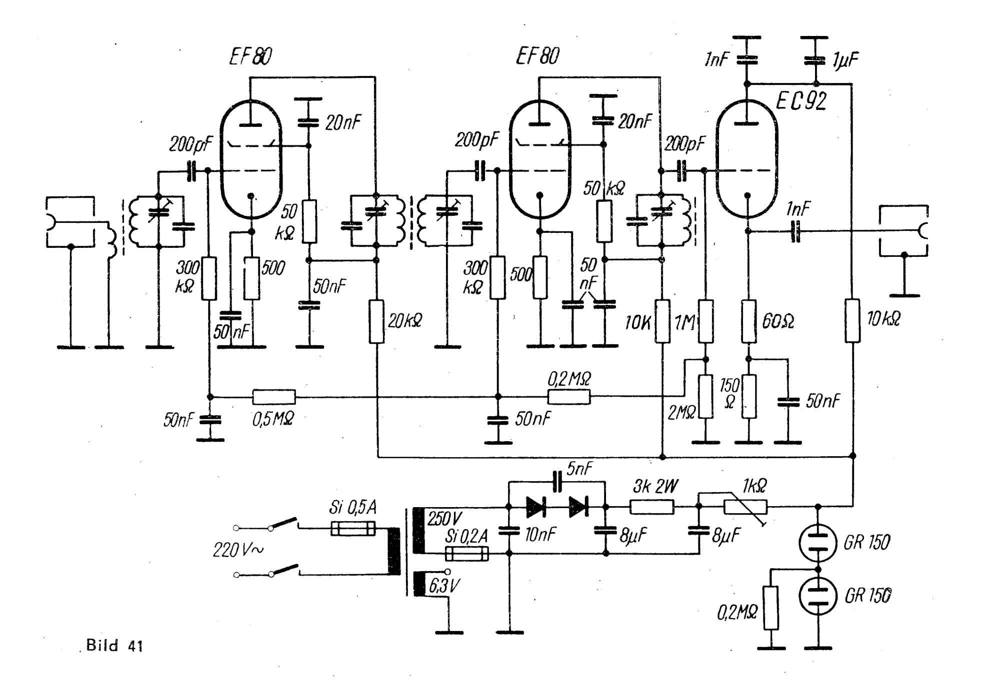
Die Quarzuhr ist eine hochentwickelte, quarzgesteuerte elektronische Anlage, die mit einer Einrichtung zur Zeitanzeige versehen ist. Die Quarzuhr stellt nicht nur ein Frequenznormal, sondern auch ein Zeitnormal dar. Sie dient daher nicht nur zur Normalfrequenzversorgung, sondern auch den Aufgaben der Zeitmessung. Ihr Fehler liegt bei besser als 10^{-7}, es wird aber im allgemeinen eine Konstanz von 10^{-8} erreicht. Umgerechnet würde es bedeuten, daß die Quarzuhr einen Zeitfehler von 1 Sekunde in 4 Jahren hätte. Der TX-Oszillator eines Amateurs mit einer Konstanz von 10^{-4} dagegen könnte alle $2^3/_4$ Stunden um eine Sekunde falsch gehen. Als Zeitnormal besitzt eine Quarzuhr eine Synchronuhr mit Sekundenkontakten. Als Frequenznormal geben die Quarzuhren über Frequenzteiler, Verzerrer und Vervielfacher 50 Hz, 1 kHz und 100 kHz ab. Sie ermöglichen im Frequenzdifferenztonverfahren mit anderen zu messenden Frequenzen einen Vergleich.

6. DER DROITWICH-EMPFÄNGER

Der fortgeschrittene Amateur kann sich auch mit etwas mehr Aufwand einen Droitwich-Empfänger fertigen. Mit diesem Baustein ist er in der Lage, als unabhängiges Meßgerät ein Eichsignal von 200 kHz anzuwenden. Es handelt sich hierbei um einen Vierkreis-Geradeausempfänger **(Bild 41)**.

Mit einem unsymmetrischen Antenneneingang für 60 Ohm wird mit der Antennenspule im Verhältnis von 1 : 5 das Signal in den Gitterkreis der ersten Stufe eingekoppelt. Eine Eingangsspannung von 20 μV wird dadurch auf 100 μV an das Gitter der ersten Röhre transformiert. Bei einer Steilheit von 2 mA/V und einem transformierten Ra von 50 kOhm ergibt sich eine Verstärkung von 100 in der ersten Stufe.

Am Gitter der nächsten Stufe liegen dadurch 10 mV, die hier bei einem transformierten Ra von 100 kOhm auf ∾ 1 V verstärkt werden. Hierbei handelt es sich um eine überschlägige Rechnung (± 20 %). Die letzte Röhre begrenzt bei 1 V, so daß größere Spannungsbeträge beschnitten werden, die Modulation dabei herausfällt und nur der HF-Träger am Ausgang des 200-kHz-Verstärkers zur Wirkung kommt. Durch Spannungsteilung des Begrenzwiderstandes wird eine Regelspannung gewonnen, mit der die Vorstufen geregelt werden. Die letzte Stufe arbeitet gleichzeitig als Impedanzstufe, die mit einem Katodenwiderstand von 60 Ohm die Anpassung an ein Koaxkabel vornimmt. Als Baustein läßt sich dieser 200-kHz-Verstärker in einem relativ kleinen Raum unterbringen und konstruktiv jeder Frequenzmeßanlage zuordnen. Die Induktivitäten der Kreise betragen 1,5 mH und die Kreiskapazitäten 500 pF (Keramik). Es ist vorteilhaft, für diese Kondensatoren einen 400-pF-Festkondensator und einen 100-pF-Trimmer zu verwenden. Als Induktivitäten lassen sich gut zwei in Reihe geschaltete Bandfilterspulen für 468 kHz verwenden, so daß man mit drei Bandfiltern 468 kHz die Spulenfrage gelöst hat.



EF80
EF80
EC92
1nF
1µF
200pF
20nF
200pF
20nF
200pF
50 kΩ
1nF
50 kΩ
300 kΩ
500
50nF
300 kΩ
500
50 nF
10K
1M
60Ω
10kΩ
50nF
20kΩ
0,2MΩ
150 Ω
2MΩ
50nF
50nF
0,5MΩ
50nF
50nF
5nF
Si 0,5A
3k 2W
1kΩ
250V
Si 0,2A
10nF
8µF
8µF
220V~
6,3V
GR 150
0,2MΩ
GR 150

Bild 41

Zum Abgleich des Gerätes benötigt man in diesem Falle einen Meßsender, mit dem man in der üblichen Form von hinten nach vorn den Abgleich vornimmt. Beim zweikreisigen Filter empfiehlt es sich, diese zum Abgleich wechselweise zu bedämpfen. An und für sich ist das L/C-Verhältnis der Filter schon so gehalten, daß keine überkritischen Schwingvorgänge auftreten können.

Diesen 200-kHz-Eichgenerator, dessen Eichfrequenz man sich quasi vom Droitwich geborgt hat, kann man wie den bereits beschriebenen 0-V-2-Frequenzmesser einsetzen. Eine weitere Unterteilung der Eichfrequenz ist erreichbar, wenn man dem 200-kHz-Eichverstärker einen 100-kHz-Multivibrator nachschaltet. Dieser wird dann vom 200-kHz-Signal synchronisiert. Die Schaltelemente des Multivibrators sind so gewählt, daß er mit einer Eigenfrequenz von 100 kHz schwingt. Durch das Potentiometer ist ein gewisser Ausgleichbereich vorhanden **(Bild 42)**.

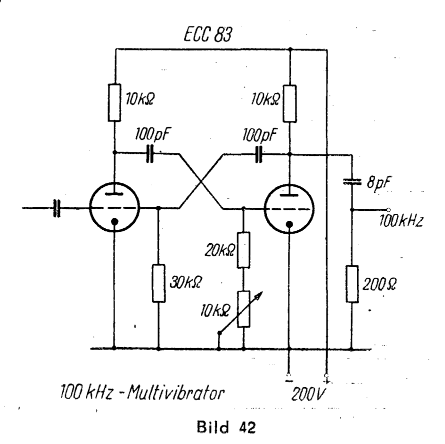


Bild 42

Zur Inbetriebnahme des Multivibratorzusatzes schaltet man einen Empfänger mit BFO (Überlagerer) ein und führt diesem das kombinierte 200–100-kHz-Signal zu. Es wird eine schwankende Schwebungsfrequenz entstehen, die in dem Moment konstant wird, wenn beim langsamen Durchdrehen

des Potentiometers die Multivibratorfrequenz in die Synchronisierfrequenz rastet. Wird der Multivibrator nachgesetzt, muß die Katodenbasisstufe geändert werden **(Bild 43)**.

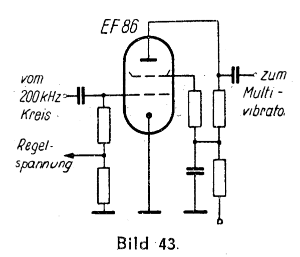


Bild 43.

In diesem Falle wird statt der Röhre EC 92 eine Röhre EF 86 verwendet (eine Röhre mit großem Ri).

Man kann auf die Röhre EF 86 verzichten und den Multivibrator an die letzte Hochfrequenzstufe koppeln. Das bedeutet aber einen Verzicht auf Begrenzer- und Regelfunktion.

7. FREQUENZVERGLEICH NACH DEM LISSAJOUschen VERFAHREN

Eine weitere Form des Frequenzvergleiches wird mit einem Oszillographen erreicht. Der Oszillograph besitzt mit seiner „Braunschen Röhre" einen optischen Indikator, der ein Frequenzbild auf dem Bildschirm frequenz- und phasengetreu wiedergibt.

Die „Braunsche Röhre" ist eine Elektronenröhre, die dementsprechend eine Katode, eine Steuerelektrode (Gitter) und eine Anode besitzt. Die Steuerelektrode ist als Zylinder (Wehneltzylinder) ausgebildet, der den Elektronenstrahl gemäß seiner negativen Vorspannung steuert. Beim Auftreffen des dünnen Elektronenstrahls auf die Fluoreszenzschicht des Bildschirmes entsteht ein leuchtender Punkt, der, durch die Ablenkplatten geführt, die angebotene Ablenk- und Meßspannung zu einem Frequenzbild formt **(Bild 44)**.

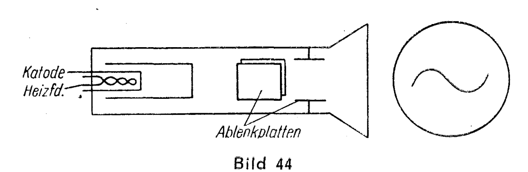


Bild 44

Zu einem Oszillographen gehören noch als weitere Bausteine ein Sägezahngenerator zur horizontalen Ablenkung (X-Achse) und ein Meßspannungsverstärker zur vertikalen Ablenkung (Y-Achse) **(Bild 45)**.

Im Falle des Frequenzvergleichs werden die zu vergleichenden Frequenzen dem jeweiligen Ablenkplattenpaar als Ablenkspannung angeboten. Sind beide Frequenzen bis auf Frequenz und Spannung im Betrag gleich und die Phase um 90° versetzt, so schreibt der Oszillograph einen Kreis (Lissajousches Verfahren). Ändert man das Frequenzverhältnis

z. B. 1 : 2, so schreibt der Oszillograph zwei Kreise, die wie eine liegende Acht aussehen **(Bild 46).**

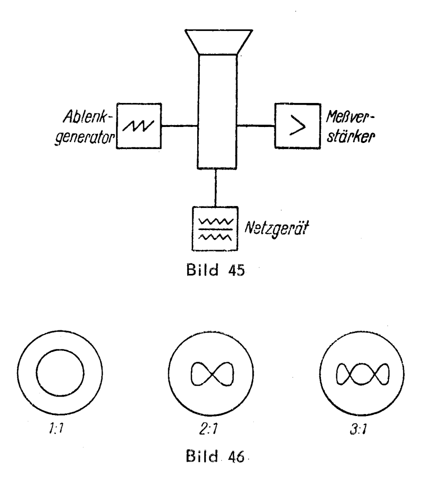


Bild 45

Bild 46

Das Frequenzverhältnis 1 : 3 reiht drei Kreise aneinander usf. Auf diese Art läßt sich ein exakter Frequenzvergleich durchführen. Dieses Frequenzvergleichsverfahren ist die Grundlage für eindeutige Frequenzmessungen.

8. DER THERMOSTAT

Ein Thermostat hat die Aufgabe, die Temperatur innerhalb eines elektronischen Gerätes konstant zu halten. Man könnte deshalb einen Thermostaten auch als Klimaanlage bezeichnen. Der Aufwand für die Temperaturregeleinrichtung richtet sich nach geforderter Genauigkeit und Größe des konstant zu haltenden Gerätes. Wenn man voraussetzt, daß ein elektronisches Gerät erst nach 20 bis 30 Min. betrieben werden soll, ist der Aufwand bedeutend geringer. Denn haben erst die wärmeerzeugenden Schaltelemente das Gerät aufgeheizt, so stellt sich eine Betriebstemperatur ein, die dann nur noch von der evtl. wechselnden Außentemperatur abhängig ist. Das Abwarten der Betriebstemperatur kann also nicht verhindert werden. Man muß dafür sorgen, die Betriebstemperatur so schnell wie möglich zu erreichen. Es ergeben sich daraus zwei Möglichkeiten, entweder man setzt die aufzuheizenden Schaltelemente so dicht wie möglich an die heizenden Schaltelemente heran oder man trennt sie so gut voneinander, daß überhaupt kein Temperatureinfluß von innen zu erwarten ist. Letzteres ist aber schwer zu erreichen und wird daher selten angewendet. Es wird vor allen Dingen die Oszillatorröhre sein, die man schlecht von den frequenzbestimmenden Schaltelementen trennen kann. Dabei sollte man auch die Luftströmungen im Gerät beachten, um keine Überraschungen zu erleben. Es ist günstig, wenn sich durch einen Heizer, bezogen auf die Außentemperatur von 20° Celsius, eine Betriebstemperatur von 40 bis 45° Celsius einstellt. In vielen Fällen begnügt man sich schon mit dem Temperaturschutz des Oszillatordrehkos und seinen zum Schwingkreis gehörenden Festkondensatoren. Die Kammerinnenwand des Thermostaten sollte aus gut wärmeleitendem Werkstoff hergestellt werden, um eine gleichmäßige Temperaturverteilung zu erreichen. Von dem umgebenden Medium wird die Kammer thermisch isoliert. Je besser die Wärmeisolation, desto geringer ist der Energieverbrauch,

um eine gleichmäßige Temperatur aufrechtzuerhalten. Ein Kontaktthermometer **(Bild 47)** befindet sich mit seinem Quecksilberfuß in dem zu kontrollierenden Raum. Sein Schaltkontakt ist auf die obere Grenztemperatur eingestellt

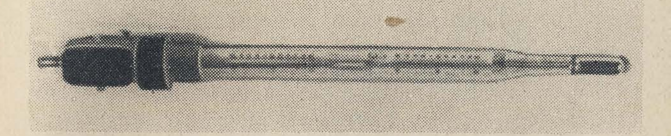


Bild 47

(45°). Bei guten Thermometern gestattet die Skala eine Genauigkeit von 0,01° Celsius. Für einen konstant zu haltenden Quarz ergäbe sich daraus eine zusätzliche Sicherheit von $2{,}5 \cdot 10^{-2}$, wenn die Forderung auf $10^{-6}/°$ C besteht. Der Regelvorgang des Thermostaten müßte noch bedeutend besser präzisiert werden, wollte man eine Genauigkeit von 10^{-8} erreichen. Benutzt man das Thermometer nur als Temperaturnormal mit photoelektronischer Kontrolle, so verbessert sich die Genauigkeit auf 0,001° Celsius. Der Aufwand ist für den normalen Amateurgeldbeutel nicht tragbar und liegt vor allen Dingen, wie gezeigt, in den Bauelementen der zusätzlichen Wärmeisolierung und Temperaturregelung. Bei Quarzuhren liegt dieser Aufwand vor, es wird aber trotzdem von den Herstellerfirmen nur 10^{-7} angegeben. Für die thermischen Schaltvorgänge lassen sich auch Bimetallstreifen verwenden **(Bild 48)**, Die mit diesen Streifen gewonnene Genauigkeit liegt bei ± 0,5° Celsius.

Der Bimetallstreifen besteht aus einem Relaisfedersatz, dem ein Blechstreifen zugeordnet ist, der aus zwei verschiedenen Metallen besteht. Eine Heizwicklung um diesen Streifen krümmt bei Heizung der Wicklung durch die verschiedenen Ausdehnungskoeffizienten der zusammengewalzten Bleche den Streifen und führt zur Schaltfunktion.

Zum besseren Verständnis soll eine Schaltung für einen Thermostaten beschrieben werden **(Bild 49)**. Die Konstruktion des zu stabilisierenden Oszillatorgehäuses muß so aus-

gelegt sein, daß man um das Gehäuse einen Heizwickel anbringen kann. Dazu fertigt man zwei Aluminiumgehäuse an, die in ihren Maßen um 10 bis 20 mm unterschiedlich sind, so daß man beide Gehäuse ineinander verschachteln

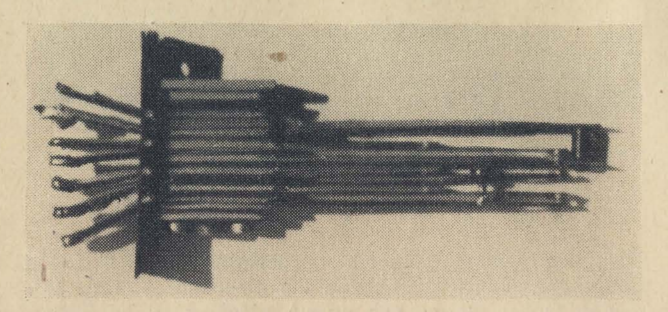


Bild 48

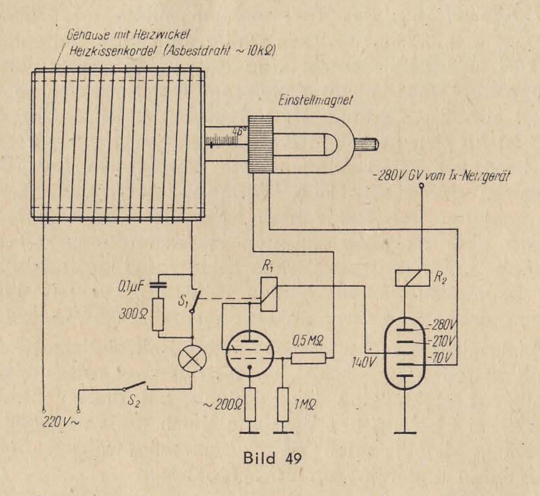


Bild 49

kann. Dann ergibt sich zwischen beiden Gehäusen ein Zwischenraum, der mit einem wärmeisolierenden Material ausgelegt werden muß, am besten Holzfaser oder Piatherm.

Das Gehäuse hat dann eine Alu-Holz-Aluminiumwand. Aus dem Gehäuse ragen außerdem das Thermometer und die Oszillatorröhre. Letztere ist zum Strahlungsschutz noch mit einer Abschirmkappe versehen. Die Speiseleitungen führt man über einen 8poligen Stecker ein; das Oszillatorsignal über einen örtlich günstig angeordneten HF-Stecker. Die Thermoschaltleitung geht über den gleichen Stecker. Das Oszillatorgehäuse wird außen mit einem Ölleinenwickel versehen, um den dann Heizwickelkordel gewickelt wird, und zwar für einen Gesamtwiderstand von 10 kOhm. Das erfordert aber noch eine Wärmeschutzwicklung über der Heizkissenkordel von ungefähr fünf Lagen Ölleinen. Die Dauertemperatur liegt bei 60° Celsius am Ölleinen. Es ist also kein Stubenbrand zu befürchten.

Das Kontaktthermometer hat zwei Skalen, die übereinanderstehen und deren Einteilung gleich ist. Die Skala über der Quecksilbersäule hat eine Gewindespindel, die über eine Schloßmutter drehbar angeordnet ist. Auf dem Thermometerkopf befindet sich ein permanenter Magnet, mit dem durch eine magnetische Kupplung die Spindel gedreht werden kann. An der Schloßmutter befindet sich ein Kontaktdraht, der in die Quecksilbersäule hineinbewegt wird und die gewünschte Schalttemperatur einstellt. Dabei ist zu beachten, daß der Magnet beim Einstellen nur lose auf den Thermometerkopf aufgesteckt wird und bei Nichtgebrauch an einem sicheren Ort aufbewahrt wird. Es ist verständlich, daß man diesem Kontaktthermometer keine große Schaltleistung zumuten darf. Man schaltet daher eine Gittersperrspannung, also praktisch leistungslos. Aus unserem Netzgerät steht uns in den meisten Fällen sowieso immer ein Stabilisator 280/40 zur Verfügung. Hierbei handelt es sich dann um einen negativen Spannungsteiler –70 V, –140 V, –210 V, –280 V. Aus diesen Spannungen speisen wir unsere Schaltröhre (EL 81, 6 V 6, 6 AG 7, EL 83, EL 84), in deren Anodenkreis ein simples Postrelais angeordnet ist. Ein zweites Relais liegt im Ruhestromkreis des Stabilisators. Dadurch ist eine Panne ausgeschlossen. Sind Netzgerät und Stabilisator in Ordnung, schließt Relais R 2 mit S 2 und schaltet die Thermostatenheizung ein. In diesem Heizkreis befindet

sich noch eine Signallampe, die gleichzeitig als Sicherung fungiert. Die Heizung benötigt ungefähr 5 W, und die Signal-Sicherungslampe muß deshalb entsprechend klein sein. Das Röhrenrelais R 1 mit S 1 wird vom Thermometer gesteuert. Die Signal-Sicherungslampe zeigt die Schaltzeiten an, und eine Korrektur der Heizkissenkordel ist dann immer noch möglich. Die Korrektur muß sich aber auf den vollständig montierten Zustand und die normale Raumtemperatur beziehen. Für den Relaiskontakt S 1 ist eine Kontaktentstörung von 300 Ohm und 0,1 μF vorteilhaft.

9. DAS PANORAMAGERÄT
(Spektralanalysator)

Eine weitere Art der Frequenzkontrolle und Überwachung ist mit einem Panoramagerät gegeben. Mit diesem Gerät ist man in der Lage, ganze Frequenzbänder auf dem Schirm einer Bildröhre sichtbar zu machen. Kommerzielle Dienststellen und auch UKW-Amateure haben sich diese Möglichkeit der Frequenzbandüberwachung zunutze gemacht. Das Absuchen eines Frequenzbandes erübrigt sich in diesem Falle, da man mit einem Blick übersehen kann, wieviel Träger mit welcher Feldstärke und Modulationsart auf dem beobachteten Frequenzabschnitt vorhanden sind **(Bild 50)**.

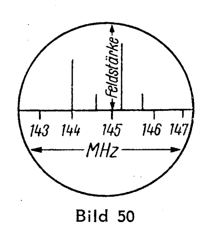


Bild 50

Die Voraussetzung für die Funktion einer solchen Anlage ist eine breite Durchstimmbarkeit eines Empfängeroszillators. Da Oszillatorfrequenz und Zwischenfrequenz die Eingangsfrequenz erzwingen, muß der Oszillator mit der Geschwindigkeit der Ablenkfrequenz eines Oszillographen durchgestimmt werden. Wenn dann die Ausgangsspannung des Empfängers an die vertikalen Platten und die Ablenkfrequenz an die horizontalen Platten des Oszillographen angelegt werden, ergibt sich jedesmal dann eine vertikale Auslenkung, wenn eine Eingangsspannung am Empfänger vorliegt und dadurch eine Ablenkspannung an den vertikalen Platten zur Verfügung steht. Somit bestimmt die Größe der Eingangsspannung, also die Feldstärke, eine vertikale

Auslenkung. Die Breite des durchstimmbaren Frequenzbandes ist von der Oszillatorverstimmung Δf abhängig. Wie aus dem Blockschaltbild ersichtlich, muß eine Reaktanzstufe die Verstimmung vornehmen **(Bild 51)**. Von der Elektronenröhre weiß man, daß sie eine Phasendrehung von 180°

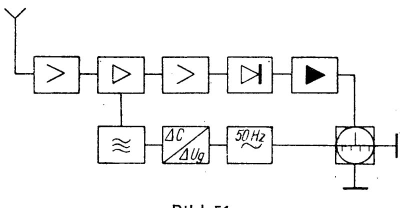


Bild 51

zuläßt und somit den Phasenbetrag einer Induktivität und einer Kapazität beinhaltet. Man kann also eine Röhre statt eines Kondensators oder einer Induktivität schalten. Durch Ändern der Gittervorspannung Δug (Ablenkspannung horizontal des Oszillographen) stellt sich ein ΔC oder ΔL durch die Reaktanzstufe ein. Es wird eine Verstimmung des Oszillators erreicht, die mit der horizontalen Ablenkung des Oszillographen synchron läuft.

10. QUARZKONTROLLIERTER WELLENMESSER RFT 125 (30 kHz bis 30 MHz)

Wenn man als Amateur tätig ist, fehlt einem meistens der Vergleich zu den industriellen Geräten. Es soll daher an dieser Stelle ein kommerzielles Gerät beschrieben werden **(Bild 52)**. Die Bezugszahlen bedeuten: *1* Eingangsspannungsbuchse; *2* Bereichumschalter; *3* Anzeigeinstrument; *4* Schalter für Eichquarz; *5* Frequenzskala; *6* Korrekturschraube für Skala; *7* Betriebsanzeige; *8* Steckerwanne für Netzkabel; *9* Drehkopf „Abstimmung"; *10* Ausgangsspannungsregler mit Netzschalter; *11* Erdbuchse; *12* Hörerbuchse; *13* Ausgangsspannungsbuchse. Hier und da kann ein Funkpraktiker aus Schaltung und Bauweise Anregungen bekommen und diese in seinen eigenen Entwürfen berücksichtigen.

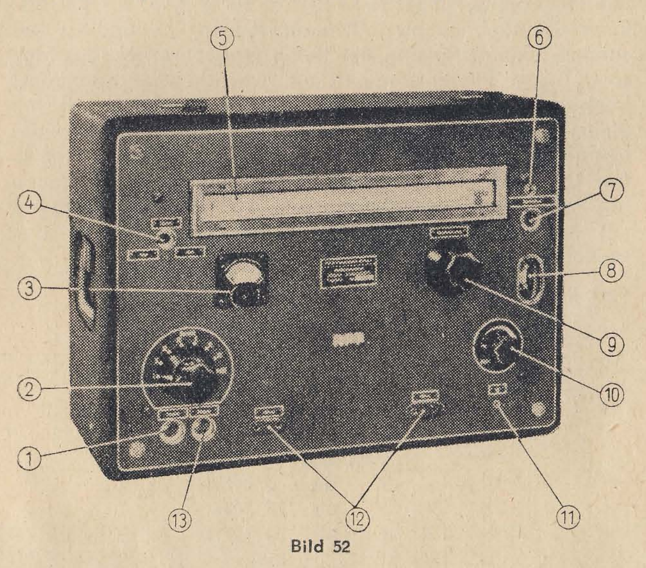


Bild 52

Der Wellenmesser RFT 125 besteht aus einem HF-Oszillator, verbunden mit einer Mischhexode in Rö 1, einem Quarzgenerator mit Rö 3, der NF-Stufe (Rö 2) mit dem Anzeigeteil und dem Netzteil **(Bild 53)**. Die Triode der Mischröhre Rö 1 arbeitet als Oszillator. Dabei ergeben die acht Spulen über dem Wellenbereichschalter S 1 / S 2 mit dem Abstimmdrehko die acht Frequenzbereiche. Die erzeugten Frequenzen (f_0), deren Werte auf einer Frequenzskala ablesbar sind, arbeiten auf das zweite Steuergitter der Mischröhre. An das erste Steuergitter wird die zu messende Frequenz gelegt und in der Hexode mit der im Oszillator erzeugten Frequenz gemischt. Bei Schwebungsnull ($\Delta f - f_0 - f_x = 0$) ist die zu messende Frequenz gleich der Oszillatorfrequenz, also gleich dem angezeigten Wert. Der eingebaute Normalgenerator Rö 3 arbeitet mit einer Frequenz von 508 kHz, er dient zur Absolutkontrolle des Oszillators. Die erzeugte Normalfrequenz von 500 kHz und deren Oberwellen arbeiten ebenfalls auf das erste Steuergitter der Hexode der Mischröhre. Die eingebaute Niederfrequenzstufe Rö 2 dient zur Verstärkung der tonfrequenten Differenzfrequenz Δf und ist besonders zur Verstärkung der tiefen Frequenzen ausgebildet, so daß die Differenzfrequenz bis zum Schwebungsnullpunkt beobachtet werden kann. Die Ausgangsspannung ist mit einem Ausgangsspannungsregler einstellbar. Das Anzeigeinstrument wird über einen Graetz-Gleichrichter gespeist. Der Gleichrichter 2 dient zur Begrenzung der Tonspannung und schützt das Anzeigeinstrument. Ein normales Netzgerät mit Stabilisator und Röhrengleichrichtung versorgt den Wellenmesser.

Technische Daten:

30 kHz bis 30 MHz in acht Grobstufen

I	30	bis	65	kHz
II	65	bis	150	kHz
III	150	bis	350	kHz
IV	350	bis	850	kHz
V	0,85	bis	2	MHz
VI	2	bis	5	MHz
VII	5	bis	12	MHz
VIII	12	bis	30	MHz

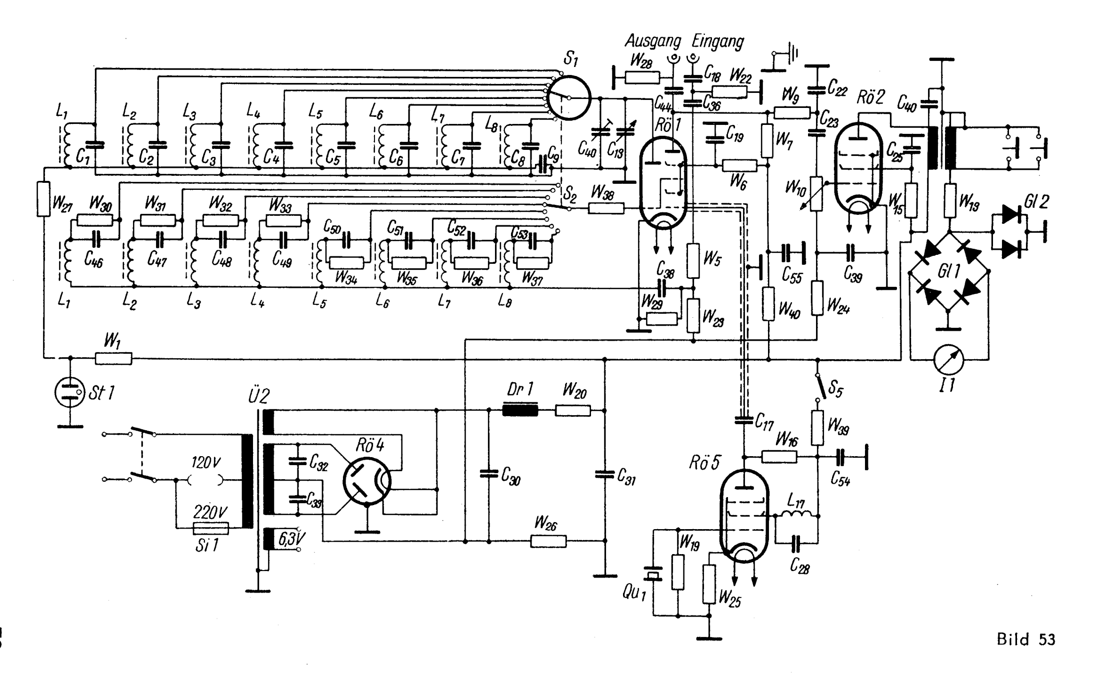

Ausgang
Eingang
S1
S2
S5
Rö 1
Rö 2
Rö 4
Rö 5
Gl 1
Gl 2
I 1
St 1
Ü2
Dr 1
Si 1
Qu1
120 V
220 V
6,3 V

Bild 53

Meßunsicherheit ± 0,5 %;

Eingangsspannung für 1 Teilstrich am Instrument mit angeschlossenem Kopfhörer 4 kOhm: $>$ 20 mV;

Ausgangsspannung (für Empfängereichung): $>$ 10 mV; eingebauter Eichquarz 500 kHz $\pm 1 \cdot 10^{-4}$;

Stromversorgung: 120 bis 220 V ± 10 % 50 Hz;

Leistungsaufnahme 25 VA.

11. BERECHNUNG VON SCHWINGKREISSPULEN

Soll der Frequenzmesser im Langwellen- und Mittelwellenbereich arbeiten, so verwendet man Spulen mit HF-Eisenkern. Die Induktivität von Spulen mit HF-Eisenkern berechnet man nach der Formel

$$L_{[mH]} = k \cdot w^2 \cdot 10^{-6}.$$

Mit w bezeichnet man die Windungszahl und mit k eine Konstante, die die Eigenschaften und die Form des HF-Eisenkerns berücksichtigt.

In der Praxis ist es weitaus häufiger, die Windungszahl für eine bestimmte Induktivität einer Spule zu berechnen. Obige Formel, nach der Windungszahl aufgelöst, lautet dann

$$w = 10^3 \sqrt{\frac{L_{[mH]}}{k}} = 1000 \cdot \frac{1}{\sqrt{k}} \cdot \sqrt{L_{[mH]}}.$$

Für die Konstante schreiben wir

$$\frac{1}{\sqrt{k}} = k^1$$

und bezeichnen mit k_1 die entsprechend umgeformten Kennwerte des HF-Eisenkerns. In folgender Tabelle sind für gebräuchliche HF-Eisenkernspulen die k_1-Werte angegeben.

Spulentyp	k_1-Wert
Siemens-Haspelkern	0,153
Siemens-H-Kern	0,133
MV 311	0,180
Würfelspule	0,178
Topfkernspule	0,134
Garnrollenspule	0,162
Görler-Topfkernspule	0,166

Die Formel zur Berechnung der Windungszahl lautet dann

$$w = 1000 \cdot k_1 \cdot \sqrt{L_{[mH]}}.$$

Eine Spule für den Mittelwellenbereich soll eine Induktivität von L = 0,2 mH besitzen. Zur Verfügung steht ein Siemens-Haspelkern mit dem k_1-Wert = 0,153. Wieviel Windungen muß die Spule enthalten?

$$w = 1000 \cdot 0{,}153 \cdot \sqrt{0{,}2\,\text{mH}} = 153 \cdot 0{,}447 \approx 70\,\text{Wdg.}$$

Die Spule enthält also 70 Windungen. Verwendet wird Hochfrequenzlitze, z. B. 20 · 0,05.

Im Kurzwellenbereich werden ausschließlich einlagige Zylinderspulen verwendet, die auf keramische Spulenkörper aufgewickelt werden. Die entsprechend vereinfachte Formel für die Induktivität einer einlagigen Zylinderspule lautet

$$L_{[\mu H]} = \frac{\pi^2 \cdot D^2{}_{[cm]} \cdot w^2}{1000 \cdot l_{[cm]} + 450 \cdot D_{[cm]}}.$$

Für die Berechnung der Windungszahl lautet die Formel dann

$$w = \sqrt{\frac{L_{[\mu H]}\,(1000 \cdot l_{[cm]} + 450 \cdot D_{[cm]})}{\pi \cdot D_{[cm]}}}.$$

Der Spulendurchmesser D wird von Drahtmitte zu Drahtmitte bestimmt. Bei einem Spulenkörper von 3,5 cm Durchmesser und einer Wicklung mit 1-mm-CuL-Draht ist D = 3,6 cm. Mit l bezeichnet man die Länge der aufgebrachten Wicklung.

Es soll eine einlagige Zylinderspule mit einer Induktivität von L = 40 µH hergestellt werden. Der Spulenkörper hat einen Durchmesser von 3,5 cm, und es wird 1-mm-CuL-Draht verwendet. Die Wicklungslänge wird mit l = 5 cm angenommen. Wieviel Windungen werden benötigt?

$$w = \sqrt{\frac{40_{\mu H}\,(1000 \cdot 5\,\text{cm} + 450 \cdot 3{,}6\,\text{cm})}{3{,}14 \cdot 3{,}6\,\text{cm}}}.$$

$$w = \sqrt{\frac{40\,(5000 + 1620)}{11{,}3}} = \sqrt{\frac{266\,000}{11{,}3}} = \frac{518}{11{,}3} \approx 46\,\text{Wdg.}$$

Die Spule enthält also 46 Windungen. Im Kurzwellenbereich werden vorwiegend versilberte Kupferdrähte verwendet.

Die Berechnung von zylindrischen Luftspulen erfolgt nach der gleichen Formel.

INHALTSVERZEICHNIS

LITERATURHINWEISE

Für den Funkamateur sind bisher im Verlag Sport und Technik erschienen:

Autorenkollektiv:	Amateurfunk, ein Handbuch, 2. Auflage, 550 Seiten, 16,50 DM
Berends:	Funkatlas, ein großzügig ausgestattetes Kartenwerk (Zoneneinteilung u. a. mit Landeskenner, Normalfrequenzsender, Wettersender, Ausbreitungsunterlagen), über 200 Seiten, etwa 19,35 DM
Berends:	QTH-Kennerkarte von Mitteleuropa, Faltkarte, 3,– DM
Morgenroth/ Rothammel:	Taschenbuch für den Kurzwellenamateur, 7. Auflage 1959, 264 Seiten, 5,80 DM
Morgenroth:	Lexikon für Funk und Fernsehen, 190 Seiten, 7,50 DM

In der Broschürenreihe „Der praktische Funkamateur" sind bisher veröffentlicht:

Andrae:	Der Weg zur Kurzwelle
Jakubaschk:	Tonbandgeräte – selbstgebaut
Dr. Putzmann:	Kristalldioden und Transistoren
Jakubaschk:	Tonband-Aufnahmepraxis
Brauer:	Vorsatzgeräte für den Kurzwellenempfang
Schubert:	Radiobasteln I
Morgenroth:	Vom Schaltzeichen zum Empfängerschaltbild

Die Hefte umfassen jeweils etwa 80 Seiten mit zahlreichen Bildern. Preis: 1,90 DM.

Preis 1,90 DM